



COTUTELA INTERNACIONAL DE TESIS

UNIVERSIDAD DE SEVILLA
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Departamento de Ingeniería Electrónica
Doctorado en Ingeniería Automática, Electrónica y de
Telecomunicación
Mención “Doctor Internacional”

UNIVERSIDAD NACIONAL DE ASUNCIÓN
Facultad de Ingeniería
Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control
Doctorado en Ingeniería Electrónica

APLICACIÓN DE ESTIMADORES ON-LINE DE VARIABLES
ROTÓRICAS PARA LA MEJORA DE LAS PRESTACIONES EN
VARIADORES DE VELOCIDAD MULTIFÁSICOS

Jorge Esteban Rodas Benítez
Autor

Federico José Barrero García
Director por la Universidad de Sevilla

Raúl Igmar Gregor Recalde
Director por la Universidad Nacional de Asunción

2016

ACERCA DEL AUTOR

Jorge Esteban Rodas Benítez nació el 17 de enero de 1984 en Asunción, Paraguay. Recibió el grado de Ingeniero en Electrónica por la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción (FIUNA) en 2009. Recibió el Máster en Aplicaciones de Procesado de Señal en Comunicaciones por la Escuela de Ingeniería de Telecomunicación de la Universidad de Vigo, España, en 2011. En el 2013 recibió el Máster en Electrónica, Tratamiento de Señal y Comunicaciones por la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de la Universidad de Sevilla (US), España.

Desde el 2011 forma parte del Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control (LSPyC) de la FIUNA, donde desempeña tareas de investigación y docencia. En el 2013 fue premiado con la Beca de Apoyo a la Producción Científica y Tecnológica en la categoría de Investigador Senior, otorgada por la Itaipú Binacional. Desde el 2014 es coordinador del LSPyC. Desde el 2014 es investigador categorizado por el Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT). Actualmente realiza su Tesis Doctoral bajo un régimen de cotutela académica entre la FIUNA y la US, gracias a la beca otorgada por la Fundación Carolina. Su área de investigación actualmente se centra en el modelado y control de accionamientos multifásicos y en sistemas avanzados de conversión electrónica de potencia aplicados fuentes de energías renovables.

ii ACERCA DEL AUTOR

Es autor de más de 20 artículos técnicos en el campo de la electrónica de potencia y control. Cuatro de ellos fueron publicados en revistas indexadas y dos en capítulos de libros. Es miembro de la IEEE y de la IEEE Industrial Electronics Society. Es revisor de la revista Electric Power Systems Research.

RESUMEN

Las máquinas multifásicas (más de tres fases) son ampliamente reconocidas como una alternativa al convencional esquema trifásico en un gran número de aplicaciones en donde se requieren elevada fiabilidad e incluso la posibilidad de seguir funcionando en presencia de fallas, como es el caso de los sistemas de tracción y propulsión de vehículos eléctricos, trenes y navíos, así como sistemas eléctricos de generación eólica.

Los avances en las estrategias de control de las máquinas multifásicas han evolucionado desde la extensión de los métodos de control vectorial y control directo de par, utilizados en las máquinas trifásicas, a métodos más sofisticados, tales como el control predictivo.

El concepto del control predictivo se basa en el cálculo del comportamiento futuro del sistema, de tal forma a utilizar dicha información para calcular los valores óptimos que minimizan una función de costo. La ejecución del algoritmo del controlador predictivo se basa en tres pasos: *estimación* de las variables no medibles, *predicción* del comportamiento futuro de los estados del sistema, y *optimización* de las salidas, de acuerdo a las restricciones impuestas como consigna de control. El control predictivo aplicado a las máquinas multifásicas utilizan, en su gran mayoría, las corrientes del estátor y del rotor como variables de estado. Puesto que las corrientes del rotor son estados no medibles, éstas deben ser estimadas.

La principal aportación de esta Tesis Doctoral se centra en la aplicación de estimadores on-line de variables rotóricas (corrientes del rotor) en el control predictivo de corriente en variadores de velocidad de máquinas de inducción multifásicas. En este contexto, se realiza un análisis comparativo de la eficiencia a partir de dos algoritmos de control predictivo de corriente (PCC, del inglés *predictive current control*), el PCC basado en el observador de Luenberger, y el PCC basado en la estimación óptima (filtro de Kalman), los resultados obtenidos son comparados con técnicas convencionales en las cuales la corriente del rotor es estimada a partir de las ecuaciones dinámicas del accionamiento.

Las aportaciones han sido evaluadas mediante simulaciones sobre dos tipos de accionamientos multifásicos, de seis y cinco fases, y posteriormente validadas mediante resultados experimentales los cuales han sido obtenidos sobre el accionamiento de cinco fases.

JORGE RODAS

Marzo, 2016. Sevilla, España.

SUMMARY

Multiphase (more than three phases) machines are well recognized as an attractive alternative to conventional three-phase ones in a number of applications where high overall system reliability and minimization of the total power per phase are required. These applications include electric ship propulsion, locomotive traction, electric and hybrid electric vehicles, more-electric aircraft, high-power industrial applications and, more recently, wind energy systems.

The research activity in control strategies for multiphase machines has shifted, in the recent past, from the basic extension of the flux-oriented control and direct torque control methods, used in the case of three-phase drives, toward more sophisticated control solutions for multiphase drives, like those based on model-based predictive control (MPC).

The concept of MPC is focused on the calculation of the future behavior of the system to optimize the system performance. Execution of the predictive algorithm can be divided into three main steps: *estimation* of the variables that cannot be measured, *prediction* of the future behavior of the system, and *optimization* of the system behavior according to previously established control constraints. If multiphase induction machines (IM) are considered, most of the state variables (e.g., rotor currents, rotor fluxes, etc.) cannot be measured, hence they must be estimated.

The main contribution of this Doctoral Thesis is the analysis of MPC in multiphase drives to improve its performance. To this end, the on-line estimation of rotor variables (rotor currents) in predictive current controllers (PCC) is proposed. In this context, two rotor current estimators are presented, based on the Luenberger observer (LO) and the Kalman filter (KF), comparing the obtained results with those given by conventional PCC techniques.

The contributions have been evaluated through simulations and experiments, where two types of multiphase drives, namely five- and six-phases IM, were used.

JORGE RODAS

March, 2016. Seville, Spain

AGRADECIMIENTOS

Antes que todo, quisiera agradecer a Dios, por haberme permitido soñar y ayudarme a llegar hasta este punto, dándome salud y fuerzas para lograr mis objetivos, además de ponerme en mi camino a excelentes personas.

A mi tutor, Raúl Gregor, quien me ha brindado tantas oportunidades, todas desafiantes, ha confiando en mí y me ha guiado para que pueda cumplir con cada una de ellas y más. Su apoyo y confianza en mi trabajo y su capacidad para guiar mis ideas ha sido un aporte invaluable, no solamente en el desarrollo de esta Tesis, sino también en mi formación como investigador.

A mi otro tutor, Federico Barrero, por aceptarme para realizar esta Tesis Doctoral bajo su dirección. Le agradezco también el haberme facilitado siempre los medios suficientes para llevar a cabo todas las actividades propuestas durante el desarrollo de este trabajo de investigación. Sobre todo agradezco sus orientaciones, alta rigurosidad y perfeccionismo, que indudablemente han sido la clave del éxito del trabajo realizado.

Al Prof. Manuel Ruiz Arahal, por su importante aporte y participación activa en el desarrollo de esta Tesis. Debo destacar, por encima de todo, su paciencia, disponibilidad y generosidad para compartir su experiencia y amplio conocimiento. Su colaboración fue de gran ayuda durante mis estancias en Sevilla.

A mis compañeros del LSPyC de la FIUNA y del ACETI de la US, por el apoyo tanto en el ámbito técnico como humano.

A los profesores que supieron inculcarme la pasión por la ciencias e ingenierías y en particular a Bernardo Méndez.

En el ámbito más personal, a mis padres Jorge y Tenta, su ejemplo de dedicación y esfuerzo han sido para mí la guía de mi vida. Como no nombrar y destacar también como un gran ejemplo y agradecer por el constante apoyo a mi tía Rosita.

A mi esposa Ingrid, por ser mi compañera en la vida, por acompañarme y apoyarme constantemente, por toda su paciencia y amor. A mi pequeño hijo Jordi, por alegrarme todos los días.

A mis hermanas Claudia y Mariela, por su apoyo incondicional. A mi sobrina Paula y a mis sobrinos y a toda mi familia extendiendo mis agradecimientos. A mi cuñado Rafa y a mi suegra Yoli por recibirme en sus familias y apoyarme en todo momento.

A todos mis amigos, por su apoyo y particularmente en la escucha en los momentos de estrés, en especial a Miguelito, Nico, Sauer y Xose.

Jorge Rodas

AGRADECIMIENTOS INSTITUCIONALES

Al gobierno español, la Universidad de Sevilla y la Universidad Nacional de Asunción por la Beca de Doctorado otorgada mediante la Fundación Carolina, convocatoria 2013-2014.

Al Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología (CONACYT) del Paraguay por el apoyo económico a través de los proyectos investigación 10-INV-01 y 14-INV-101 y por medio del programa de vinculación de científicos y tecnólogos PVCT 15-13.

A la Itaipú Binacional a través de la beca de apoyo a la producción científica y tecnológica, convocatoria 2012 (Investigador Senior).

A la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción (FIUNA) y al Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control (LSPyC) por el permiso institucional para realizar estancias de investigación en la Universidad de Sevilla.

Jorge Rodas

*Dedicado a
mi esposa Ingrid,
mi hijo Jordi,
mis padres y hermanas*

ÍNDICE GENERAL

Acerca del Autor	i
Resumen	iii
Summary	v
Agradecimientos	vii
Agradecimientos Institucionales	ix
Índice General	xiii
Índice de Figuras	xvii
Índice de Tablas	xxi
Acrónimos	xxiii
Símbolos	xxv
1 Justificación y Metodología	1
1.1 Introducción	1
1.2 Motivación	3
1.3 Objetivos	4
1.3.1 Objetivos Generales	4
	xiii

1.3.2	Objetivos Específicos	4
1.4	Organización del Documento	4
1.4.1	Convenio de Cotutela de Tesis	5
2	Control de Variadores Multifásicos	7
2.1	Introducción	8
2.2	Convertidores de Potencia	9
2.2.1	Inversor Multifásico	11
2.2.2	Inversor de Cinco Ramas	14
2.2.3	Inversor de Seis Ramas	15
2.3	Modelado de la Máquina de Inducción Multifásica	18
2.3.1	Modelo Definido en Función de las Variables de Fase	20
2.3.2	Transformación de Clarke	24
2.3.3	Transformación Rotacional	28
2.3.4	Matriz de Transformación Completa	31
2.3.5	MI en las que el Número de Fases es un Múltiplo de Tres	32
2.3.6	Modelo Basado en Vectores Espaciales	33
2.4	Control de Máquinas de Inducción Multifásicas	35
2.4.1	Control Vectorial	35
2.4.2	Control Directo de Par	54
2.4.3	Control Predictivo de Par	55
2.4.4	Control Sensorless	57
2.5	Resumen	58
3	Estimadores de Estado en el Control Predictivo de Corriente en Máquinas Multifásicas	59
3.1	Modelo de la Máquina en Variables de Estado	60
3.2	Estimadores de Estado	64
3.2.1	Estimador Convencional	64
3.2.2	Estimador Basado en el Observador de Luenberger	68
3.2.3	Estimador Basado en el Filtro de Kalman	74
3.3	Resultados de Simulación	78
3.4	Resultados Experimentales	91
3.5	Resumen	95
4	Estimador de Estado Óptimo	97
4.1	Estimador Óptimo Basado en el Filtro de Kalman	98
4.2	Resultados Experimentales del PCC	99

4.3	Variador de Velocidad basado en IRFOC y PCC	101
4.4	Resumen	107
5	Conclusiones y Trabajo Futuro	109
5.1	Conclusiones	109
5.2	Trabajo Futuro	111
	Referencias	113
A	Artículos publicados	127
	Índice Alfabético	245

ÍNDICE DE FIGURAS

1.1	Esquema de control vectorial aplicado a la MI de cinco fases	3
2.1	Esquemas de control de convertidores de potencia	10
2.2	Diagrama esquemático del convertidor VSI de n fases y dos niveles	12
2.3	Diagrama esquemático del convertidor de cinco fases y dos niveles	14
2.4	Proyecciones de los vectores de tensión en una MI de cinco fases	15
2.5	Diagrama esquemático del convertidor de seis fases y dos niveles	16
2.6	Proyecciones de los vectores de tensión en una MI de seis fases	18
2.7	Esquema de una MI simétrica de n fases	20
2.8	Sistemas de referencias de las variables de estátor $\alpha - \beta$ y rotor $\alpha' - \beta'$	26
2.9	Marco de referencia general $d - q$	29
2.10	Diagrama de bloques de la matriz de transformación completa	32
2.11	Esquema de una MI asimétrica de seis fases	33

2.12	Esquemas de control vectorial aplicados a una MI multifásica	39
2.13	Clasificación de los métodos de control predictivo	40
2.14	Principio de trabajo del control predictivo basado en el modelo	43
2.15	Principio de funcionamiento del control predictivo de estados finitos	46
2.16	Esquema general del FCS-MPC aplicado al control del VSI	47
2.17	Diagrama de bloques de un sistema en el espacio de estados	47
2.18	Diagrama de bloques del algoritmo FCS-MPC en función del tiempo	54
2.19	Diagrama de bloques del algoritmo PTC aplicado a la MI multifásica	56
3.1	Esquema del VSI de cinco fases aplicado a una MI de cinco fases	60
3.2	Esquema del VSI de seis fases aplicado a una MI de seis fases	61
3.3	PCC utilizando estimadores aplicado a la MI de cinco fases	65
3.4	Diagrama de bloques del algoritmo PCC-E ₁ en función del tiempo	67
3.5	Esquema de control sensorless FCS-MPC	69
3.6	Esquema del observador de Luenberger	69
3.7	PCC utilizando el LO aplicado a la MI de cinco fases	71
3.8	Diagrama de bloques del algoritmo PCC-E ₂ en función del tiempo	73
3.9	Esquema del filtro de Kalman	76
3.10	PCC utilizando el KF aplicado a la MI de cinco fases	76
3.11	Diagrama de bloques del algoritmo PCC-E ₃ en función del tiempo	77
3.12	Modelo en Matlab/Simulink del esquema de control PCC	79
3.13	Esquema de la bancada de ensayo experimental	81
3.14	Resultados de simulación empleando el PCC aplicado a la MI de cinco fases en régimen estacionario	82
3.15	Resultados de simulación empleando el PCC aplicado a la MI de cinco fases en régimen transitorio	83

3.16	Resultados de simulación paramétricas empleando el PCC aplicado a la MI de cinco fases variando R_V , Q_W y f_e	84
3.17	Resultados de simulación paramétricas empleando el PCC aplicado a la MI de cinco fases variando R_V , Q_W y $i_{s\alpha\beta}^*$	85
3.18	Resultados de simulación paramétricas empleando el PCC aplicado a la MI de cinco fases variando R_V , Q_W y T_L	86
3.19	Resultados de simulación empleando el PCC aplicado a la MI de seis fases en régimen estacionario considerando $f_e = 50$ Hz, $i_{s\beta}^* = 15$ A y $T_L = 10$ N·m	88
3.20	Resultados de simulación empleando el PCC aplicado a la MI de seis fases en régimen estacionario considerando $f_e = 45$ Hz, $i_{s\beta}^* = 15$ A y $T_L = 0$ N·m	89
3.21	Resultados de simulación paramétricas empleando el PCC aplicado a la MI de seis fases variando R_V , Q_W y T_L	90
3.22	Resultados de simulación paramétricas empleando el PCC aplicado a la MI de seis fases variando R_V , Q_W y f_e	90
3.23	Resultados de simulación paramétricas empleando el PCC aplicado a la MI de seis fases variando R_V , Q_W y $i_{s\alpha\beta}^*$	90
3.24	Resultado experimental en régimen permanente sinusoidal	93
3.25	Resultado experimental en régimen transitorio	94
3.26	Resultado experimental bajo diferentes pares de carga	94
3.27	Resultado experimental de la corriente del estátor a baja tensión	95
4.1	Comparación de los resultados experimentales obtenidos de las corrientes $i_{s\alpha}$ utilizando los diferentes estimadores de estados en el PCC aplicado a la MI de cinco fases a 600 rpm	101
4.2	Esquema de control IRFOC utilizando el PCC como bucle interno de control de corriente aplicado a la MI simétrica de cinco fases	102
4.3	Resultados de simulación empleando el PCC en el bucle interno de corriente en el control IRFOC aplicado a la MI de cinco fases	103

4.4	Resultado de simulación: corrientes del estátor correspondientes al cruce por cero de la Figura 4.3	103
4.5	Resultado experimental: respuesta al escalón de 300 a 600 rpm	104
4.6	Resultado experimental: respuesta al escalón de 0 a 150 rpm	105
4.7	Resultado experimental: test de reversa desde 500 a -550 rpm	105
4.8	Resultado experimental: corrientes del estátor correspondientes al cruce por cero de la Figura 4.7	106
4.9	Costo computacional de la implementación del variador de velocidad	107

ÍNDICE DE TABLAS

2.1	Objetivos de control básicos en FCS-MPC	50
2.2	Funciones de costo sin factores de peso	51
2.3	Funciones de costo con términos secundarios	52
2.4	Funciones de costo con términos igualmente importantes	52
2.5	Número de vectores posibles y combinaciones no redundantes	53
3.1	Parámetros eléctricos y mecánicos de la MI simétrica de cinco fases	80
3.2	Mejoras introducidas por los controladores	85
3.3	Parámetros eléctricos y mecánicos de la MI asimétrica de seis fases	87
3.4	Comparación de los estimadores mediante resultados de simulación	87
3.5	Comparación de los estimadores mediante resultados experimentales	92
3.6	Resultados experimentales obtenidos ante variaciones del par de carga	95
4.1	Comparación de los estimadores mediante resultados experimentales	100
		xxi

4.2	Resultados experimentales obtenidos de la Figura 4.8	106
5.1	Resumen de los logros obtenidos durante la Tesis Doctoral	111

ACRÓNIMOS

ALS	Autocovarianza de mínimos cuadrados.
CA	Corriente alterna.
CC	Corriente continua.
CMV	Tensión en modo común.
DPC	Control de potencia directa.
DRFOC	Control vectorial directo de campo orientado.
DSP	Procesadores digitales de señales.
DTC	Control directo de par.
EKF	Filtro de Kalman extendido
FCS-MPC	Control predictivo de estados finitos.
FOC	Control vectorial de campo orientado.
GPC	Control predictivo generalizado.
IRFOC	Control vectorial indirecto de campo orientado.

KF	Filtro de Kalman.
LO	Observador de Luenberger.
MI	Máquina de inducción.
MIPS	Millones de instrucciones por segundo.
MPC	Control predictivo basado en el modelo.
MRAS	Control adaptativo con modelo de referencia.
MSE	Error cuadrático medio.
PCC	Control predictivo de corriente.
PCC-E ₁	Control predictivo de corriente basado en las ecuaciones dinámicas.
PCC-E ₂	Control predictivo de corriente basado en el observador de Luenberger.
PCC-E ₃	Control predictivo de corriente basado en el filtro de Kalman.
PCC-E ₄	Control predictivo de corriente basado en el filtro de Kalman + ALS.
PI	Controlador proporcional + integral.
PID	Controlador proporcional + integral + derivativo.
PTC	Control predictivo de par.
PWM	Modulación por ancho de pulsos.
PWM-DTC	Modulación por ancho de pulso - control directo de par.
RFOC	Control vectorial de campo orientado.
rpm	Revoluciones por minuto.
SVPWM	Modulación por ancho de pulso basada en vectores espaciales.
THD	Distorsión armónica total.
ST-DTC	Control directo de par basada en tablas de conmutación.
VOC	Control orientado a tensión.
VSD	Teoría de descomposición vectorial.
VSI	Inversor de tensión.

SÍMBOLOS

$[C]$	Matriz de transformación de Clarke.
$[D]$	Matriz de transformación entre los marcos de referencias $\alpha - \beta$ y $d - q$.
$[K_{[k]}]$	Matriz de ganancia del filtro de Kalman.
$[L]$	Matriz de ganancia del observador de Luenberger.
$[M]$	Matriz de tensiones de fase de la máquina.
$[R_n(\theta)]$	Matriz de rotación de orden n .
$[T]$	Matriz de transformación completa.
$\alpha - \beta$	Plano de proyección ortogonal en el marco de referencia estacionario.
θ	Coordenada del rotor respecto al marco de referencia estacionario.
θ_a	Coordenada del marco de referencia dinámico.
θ_r	Coordenada de la posición relativa del marco de referencia dinámico respecto al rotor.
τ_r	Constante del tiempo del rotor.

ω_a	Velocidad del marco de referencia dinámico.
ω_m	Velocidad mecánica del rotor de la máquina.
ω_r	Velocidad de las variables eléctricas del rotor de la máquina.
ω_{sl}	Velocidad de deslizamiento del marco de referencia dinámico respecto al rotor.
ψ	Variable asociada al flujo.
B_m	Coefficiente de fricción mecánica.
$d - q$	Plano de proyección del marco de referencia general.
f_n	Variables eléctricas referidas al marco de referencia natural (variables de fase).
$f_{\alpha\beta}$	Variables eléctricas referidas al marco de referencia $\alpha - \beta$.
f_{dq}	Variables eléctricas referidas al marco de referencia $d - q$.
f_a	Frecuencia eléctrica nominal.
f_e	Frecuencia eléctrica.
f_s	Frecuencia de muestreo.
g	Función de costo.
i	Variable asociada a la corriente.
j	Unidad imaginaria ($\sqrt{-1}$).
J_m	Coefficiente de inercia rotacional vista desde el eje de la máquina.
L_m	Inductancia de magnetización
L_{lr}	Inductancia de fuga del rotor.
L_{ls}	Inductancia de fuga del estátor.
L_r	Inductancia del rotor.
L_{rs}	Inductancia del rotor-a-estátor
L_s	Inductancia del estátor.
L_{sr}	Inductancia del estátor-a-rotor
M	Inductancia mutua.
N	Horizonte de predicción.
n	Número de fases de la máquina.
P	Número de pares de polos magnéticos de la máquina.

q	Número de devanados trifásicos.
R_s	Resistencia del bobinado del estátor de la máquina.
R_r	Resistencia del bobinado del rotor de la máquina.
S_k	Estado de conmutación de la rama k del inversor.
T_e	Par electromagnético generado por la máquina.
T_L	Par de carga aplicado al eje de la máquina.
T_s	Periodo de muestreo.
v	Variable asociada a la tensión.
V_{dc}	Tensión del DC-link de inversor.
v_{sk}	Tensiones de fase, siendo $k = \{1, 2, \dots, n\}$.
$x_k - y_k$	Planos ortogonales de proyección complementarios.
$z_1 - z_2$	Plano de proyección de las componentes homopolares.

CAPÍTULO 1

JUSTIFICACIÓN Y METODOLOGÍA

1.1 Introducción

El control predictivo basado en el modelo (MPC, del inglés *model-based predictive control*) ha focalizado recientemente el interés de la comunidad científica internacional como una alternativa viable frente a los controladores convencionales, para el control de convertidores de potencia y accionamientos electromecánicos [1]. La principal desventaja del esquema MPC, el cual requiere de la utilización de forma explícita de un modelo matemático interno del proceso a controlar para realizar predicciones futuras de las variables de estado, es su elevado costo computacional. Esto resulta particularmente evidente en accionamientos electromecánicos, donde la estimación de las variables de estado no medibles (rotóricas) deben ser también generadas. Por otro lado, la principal ventaja de la técnica MPC radica en la flexibilidad para definir una amplia variedad de criterios de control, para satisfacer las restricciones impuestas por las consignas de control y para ser aplicado a sistemas multidimensionales y multivariantes. Diferentes esquemas de control basados en MPC, incluyendo el control de corriente [2], par [3] y velocidad [4] han sido exitosamente

implementados, y recientes estudios del control predictivo pueden encontrarse en [5], [6]. Los esquemas de control desarrollados han demostrado un buen desempeño en el control de corriente y de par en accionamientos convencionales (trifásicos) y con la aparición de modernos procesadores digitales de señales (DSP, del inglés *digital signal processing*) y de los importantes avances en la electrónica de potencia han permitido recientemente la implementación de la técnica MPC en accionamientos multifásicos, siendo el PCC el caso más estudiado en la literatura [7]-[9].

La viabilidad de la técnica PCC es primeramente evaluada en [10], [11] para una máquina de inducción (MI) asimétrica de seis fases. Posteriormente diferentes variantes han sido propuestos de manera a reducir el costo computacional del método [12] o para minimizar el contenido de armónicos generados combinando el vector de tensión seleccionado con el vector nulo durante un periodo de muestreo [13]. Esta idea se mejora en [14], [15] donde un esquema de modulación por ancho de pulsos (PWM, del inglés *pulse width modulation*) se combina con la técnica PCC, y se impone una tensión de referencia que asegura una tensión de salida sinusoidal en la región de modulación lineal. El método PCC se ha extendido a la MI de cinco fases en [16], donde se logra reducir la tensión en modo común (CMV, del inglés *common mode voltage*), y en [17], donde se realiza una comparación detallada entre las estrategias de control PCC y PI-PWM. Sin embargo, todos los trabajos de investigación mencionados reducen el problema de estimar las variables rotóricas utilizadas en la técnica PCC, empleando estrategias simplificadas las cuales se basan en las ecuaciones dinámicas del accionamiento, favoreciendo la implementación del controlador. Aunque los resultados publicados demuestran la viabilidad de la aplicación de la técnica PCC, los mismos no analizan las deficiencias que surgen del método de estimación simplificado. Este problema se aborda en este trabajo de investigación motivado por el hecho de que el rendimiento del MPC depende de la precisión de las predicciones.

En la literatura existente, el problema de la estimación de las variables de estado ha aparecido en varios estudios relacionados principalmente con técnicas de control sensorless. Por ejemplo, en [18] la estimación de velocidad en el control adaptativo con modelo de referencia (MRAS, del inglés *model reference adaptive system*) es utilizado junto con modulación de tipo PWM basada en vectores espaciales (SVPWM, del inglés *space vector PWM*) en una MI. En [19] se utiliza el filtro de Kalman para estimar la velocidad en una MI trifásica sin la utilización del PWM. La estimación de las perturbaciones también han impulsado el uso de estimadores en [20], donde un rectificador trifásico es controlado con un PCC, y en [21], donde un estimador extendido es utilizado para estimar las perturbaciones en la regulación de velocidad de una máquina de imanes permanentes síncrona. En ninguno de los trabajos de investigación mencionados se estudia la estimación de las corrientes del rotor como se propone en la presente Tesis Doctoral.

El desarrollo de esta Tesis se orienta, por tanto, al análisis de los estimadores on-line de las variables rotóricas (corrientes del rotor) y evaluación experimental de esquemas de control predictivo de corriente de los accionamientos multifásicos. En concreto se han analizado dos estimadores de estado ampliamente conocidos, el observador de Luenberger (LO, del inglés *Luenberger observer*) y el filtro de Kalman (KF, del inglés *Kalman filter*), para estimar las corrientes rotóricas y aplicarlos al control vectorial indirecto de campo orientado (IRFOC, del inglés *indirect rotor-flux-oriented control*) empleando la técnica PCC en el bucle interno de control de corriente.

1.2 Motivación

La actividad investigadora en los últimos años en el área de los accionamientos multifásicos se ha enfocado, principalmente, en las MI de cinco y seis fases. Se han propuesto sofisticadas estrategias de control para mejorar la generación del par de la máquina, para mejorar la eficiencia del sistema y para reducir los armónicos de bajo orden presentes en las corrientes del estátor [7]. La técnica MPC ha sido propuesta en [22] como una alternativa al control directo de par (DTC, del inglés *direct torque control*), para el control de par en una MI de cinco fases. Sin embargo, el MPC es más utilizado junto con el esquema de control vectorial de campo orientado (FOC, del inglés *flux-oriented control*) sustituyendo el bucle interno PI-PWM de control de corriente por el PCC [17]. La **Figura 1.1** muestra el esquema general de un variador de velocidad usando la técnica FOC, donde el bucle de control de corriente puede ser realizado tanto con el PI-PWM o con el PCC. El convertidor de potencia empleado en el control de la MI es un inversor de tensión (VSI, del inglés *voltage source inverter*).

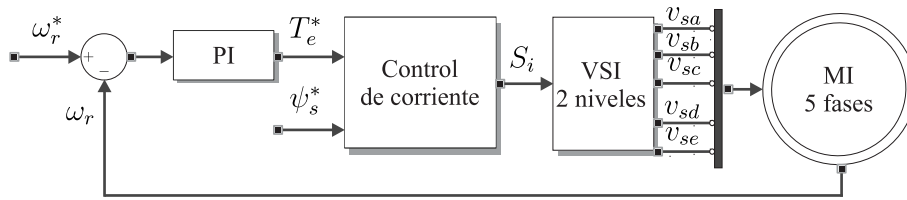


Figura 1.1 Esquema de control vectorial aplicado a la MI de cinco fases, utilizando diferentes controladores de corriente.

En este contexto, la principal motivación que ha impulsado esta Tesis es el desarrollo de aportes en la mejora del PCC utilizando estimadores de estado, consecuentemente mejorando el variador de velocidad. Para ello se implementa los estimadores en el PCC aplicado a máquinas multifásicas, debido a que la misma provee una alta fiabilidad y

tolerancia a fallos en aplicaciones industriales, dando además una excelente plataforma de prueba debido a su alto costo computacional en comparación con el convencional esquema trifásico [7], [8].

1.3 Objetivos

Los objetivos generales y específicos de la presente Tesis Doctoral son:

1.3.1 Objetivos Generales

Estudiar los estimadores on-line en el control predictivo de corriente de máquinas multifásicas, específicamente en el estimador de las variables rotóricas en el control predictivo de estados finitos para la mejora del funcionamiento del variador de velocidad.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Investigar las máquinas multifásicas, sus ventajas, desventajas, aplicaciones y estrategias de control.
- Estudiar y analizar las técnicas de estimadores de estado, para su posterior extensión en el control de máquinas multifásicas.
- Analizar el efecto de los estimadores de variables rotóricas en el control predictivo de corriente y en el control de velocidad en máquinas multifásicas.
- Implementar, comparar y analizar el desempeño de los distintos estimadores de estado en el control predictivo de corriente bajo distintos puntos de operación.

1.4 Organización del Documento

El documento se ha organizado en cinco capítulos. Luego de presentar la justificación, motivación y objetivos de la Tesis Doctoral en el **Capítulo 1**, se introduce el trabajo de investigación, describiendo el modelo matemático del sistema para luego abordar los métodos de control convencionales, detallándose el control predictivo (**Capítulo 2**). Posteriormente, en el **Capítulo 3** se estudia la viabilidad del uso de estimadores de estado en el control predictivo de corriente aplicado a máquinas multifásicas. La optimización del estimador de estado se analiza en el **Capítulo 4**, basado en el filtro de Kalman con estimación de las covarianzas del ruido. Además, se analiza tanto a nivel de simulaciones

como experimentalmente el uso de los estimadores de estado en el variador de velocidad de una MI multifásica utilizando la técnica IRFOC junto con el PCC como bucle interno de control de corriente. Finalmente, en el **Capítulo 5** se extraen las principales conclusiones y se proponen las futuras líneas de investigación, además se presenta un resumen de los artículos publicados en revistas, congresos, capítulos de libros y participación en proyectos de investigación realizadas durante el desarrollo esta Tesis Doctoral.

1.4.1 Convenio de Cotutela de Tesis

Para el desarrollo de la Tesis Doctoral se ha firmado un convenio de colaboración entre la Universidad de Sevilla (España) y la Universidad Nacional de Asunción (Paraguay) para la realización de Tesis Doctorales en régimen de Cotutela. Consecuentemente los resultados obtenidos se apoyan en dos grupos de investigación, el grupo de Aplicaciones Cibernéticas de la Electrónica a las Tecnologías de la Información (ACE-TI), de la Escuela Técnica Superior de Ingeniería de la Universidad de Sevilla, y el Laboratorio de Sistemas de Potencia y Control (LSPyC), de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción.

CAPÍTULO 2

CONTROL DE VARIADORES MULTIFÁSICOS

In this chapter, an introduction to the research work of this Thesis is done. An exhaustive description of the model of the system is also presented to understand its performance. Non spanish readers are referred to Appendix A for a summary of this chapter (see introduction section in included papers and book chapters).

En el presente capítulo se introduce primeramente los últimos avances en el campo de los accionamientos multifásicos enfocado en el modelo y métodos de control. Posteriormente, las **Secciones 2.2 y 2.3** analizan detalladamente modelo matemático de los convertidores de potencia y las máquinas multifásicas, respectivamente. A fin de poner en manifiesto el interés de la Tesis, la **Sección 2.4** analiza los métodos de control aplicados accionamientos multifásicos. Finaliza el capítulo con las conclusiones más relevantes del mismo.

2.1 Introducción

El término de máquinas multifásicas hace referencia a los sistemas de conversión de energía que utilizan máquinas eléctricas con bobinados en el estátor con más de tres fases ($n > 3$) [23]. La adopción de esta tecnología en la industria ha ido en creciente aumento, motivado principalmente por el uso de los convertidores de potencia en accionamientos de velocidad variable de corriente alterna (CA). La etapa de entrada del accionamiento tiene el mismo número de fases que la fuente principal, pero su etapa de salida puede tener cualquier número de fases. Por consiguiente, el convertidor desacopla la máquina de la fuente trifásica y permite el uso de máquinas con cualquier número de fases [24], [25]. En ese contexto, las máquinas multifásicas se han propuesto como una de las principales alternativas frente al tradicional esquema trifásico, debido a las ventajas inherentes que éstas ofrecen y que justifican su uso. Entre las principales se encuentran:

- La posibilidad de dividir la potencia en un mayor número de fases, lo cual reduce la corriente por fase de los convertidores.
- Menor contenido de armónicos de la corriente del bus de corriente continua (DC-link, por su nomenclatura anglosajona) de los inversores que alimentan los accionamientos electromecánicos.
- Mayor fiabilidad, debido a que la máquina multifásica puede trabajar con una estructura de bobinados asimétricos en caso de la pérdida de una o más ramas del inversor o de las fases de la máquina.
- Mejor producción de par a través de la inyección de armónicos de las corrientes del estátor en el caso de máquinas con devanados concentrados.

Los últimos desarrollos y trabajos de investigación demuestran la amplia variedad de aplicaciones de las máquinas multifásicas. La tracción y propulsión en vehículos eléctricos, trenes y navíos así como sistemas eléctricos de generación eólica son áreas donde se han centrado las investigaciones en los últimos años. Por otro lado, un reciente estudio afirma que las máquinas multifásicas pueden ser una mejor opción para aplicaciones aeroespaciales en general [26], y un trabajo actual propone el uso de la máquina de seis fases de imanes permanentes para la aplicación del bombeo del petróleo de tal forma a aumentar su tolerancia a fallos y reducir la retención del funcionamiento del sistema [27] o una máquina de tracción de imanes permanentes de nueve fases utilizado en elevadores de alta velocidad [28].

En este contexto, es posible encontrar numerosos artículos que exploran los distintos avances en el área [7], [8], [24], [25], [29], [30]. De ellos se extrae que las máquinas

simétricas de cinco fases y asimétricas de seis fases con neutros aislados son las más populares considerando el diseño, el modelado y el control del accionamiento. Desde el punto de vista del control, las investigaciones han pasado de la básica extensión de los métodos de control FOC [31]–[33] y DTC [34], [35], utilizados en los accionamientos trifásicos, a soluciones de control más sofisticadas para accionamientos multifásicos. La extensión de los métodos de control aplicados con éxito a las máquinas multifásicas han sido también extendidos para el control post-falta [36]–[40]. Por otro lado, el control predictivo ha sido aplicado recientemente con éxito en estos accionamientos, en [22] se propone como una alternativa al DTC, no obstante la mayoría de las investigaciones se centran en su uso como medio de control de corriente [10]–[17]. Todos estos esquemas se basan en los modelos matemáticos del accionamiento electromecánico, extendidos para el caso de las máquinas multifásicas, por lo que se debe tener un conocimiento preciso del comportamiento dinámico del sistema. Sin embargo, no existe antecedentes centrados en el estudio de los estimadores de estado para la mejora del control predictivo aplicado al control de las máquinas multifásicas.

En este contexto, la principal aportación de esta Tesis Doctoral se centra en el análisis y desarrollo de estimadores on-line aplicados al control predictivo de corriente de máquinas multifásicas, así como extensión al control de velocidad que permita mejorar las prestaciones de estos sistemas multifásicos.

2.2 Convertidores de Potencia

El convertidor de potencia constituye uno de los elementos principales para el control de los accionamientos multifásicos. En la literatura se han propuesto varios métodos para el control de convertidores utilizados en variadores multifásicos, los más utilizados se muestran en la **Figura 2.1**. Algunos de ellos están muy bien establecidos, como el control de histéresis no lineal, mientras que los métodos de control más nuevos, que permiten un mejor comportamiento dinámico del sistema, generalmente son más complejos o necesitan mucha más potencia de cómputo, si se tiene en cuenta la plataforma de control a ser utilizada. El control por histéresis aprovecha la naturaleza no lineal de los convertidores de potencia y los estados de conmutación de los semiconductores de potencia del convertidor se determinan mediante la comparación de la magnitud medida con la referencia, considerando un ancho de histéresis que define el error. Este esquema de control se puede utilizar no sólo en aplicaciones simples, tales como el control de corriente, sino también para esquemas más complejos tales como el control DTC y el control de potencia directa (DPC, del inglés *direct power control*). El control por histéresis tiene su origen en la electrónica analógica, y con el fin de lograr su implementación en una plataforma

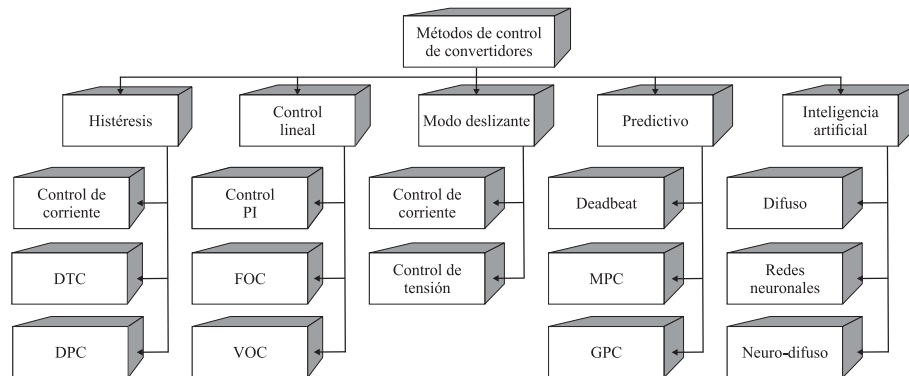


Figura 2.1 Diferentes tipos de esquemas de control aplicados a convertidores de potencia y accionamientos eléctricos.

digital se requiere una frecuencia de muestreo muy elevada. El ancho de histéresis y la no linealidad del sistema inherentemente introducen una frecuencia de conmutación variable, lo que puede conducir a problemas de resonancia en algunas aplicaciones y generar una propagación de contenido espectral. Esto conduce a la necesidad de la utilización de filtros.

Si el esquema de control posee una etapa de modulación para el convertidor, cualquier controlador lineal se puede utilizar con los convertidores de potencia, siendo la opción más común el uso de controladores PI. Un método de control ampliamente utilizado, basado en controladores lineales, es el FOC. Se pueden aplicar conceptos similares a los convertidores conectados a la red por medio del control orientado a tensión (VOC, del inglés *voltage oriented control*) para el control de corriente. El esquema de control lineal con una etapa de modulación requiere generalmente de transformaciones de coordenadas. Además, el hecho que un controlador lineal sea aplicado a un sistema no-lineal puede ocasionar rendimientos irregulares en todo el rango dinámico de trabajo. Por otro lado, el esquema actual de implementación de controladores digitales requiere de señales discretas que son una aproximación del controlador lineal en tiempo continuo. Todo esto, junto con la etapa de modulación adicional, introduce variantes y consideraciones de diseño, que deben ser tenidas en cuenta para lograr un esquema de control adecuado. Además, los convertidores de potencia están sujetos a varias limitaciones y requisitos técnicos, tales como la distorsión armónica total (THD, del inglés *total harmonic distortion*), corriente máxima, máxima frecuencia de conmutación, etc., que no pueden ser incorporados directamente en el diseño del controlador lineal. En resumen, la teoría de control clásica se ha adaptado una y otra vez con el fin de aplicarlo al control de convertidores haciendo uso de modernas plataformas digitales. Con el desarrollo de microprocesadores más potentes, se han propuesto recientemente nuevos esquemas de control menos convencionales y más

complejos. Algunos de los más importantes son: el control basado en lógica difusa, control basado en redes neuronales, control de modo deslizante y el control predictivo.

2.2.1 Inversor Multifásico

Existen diferentes topologías de convertidores de potencia multifásicos entre la que se encuentra el convertidor multinivel [41]-[46]. No obstante, la topología del convertidor de potencia más utilizado tanto en sistemas trifásicos como multifásicos sigue siendo la de dos niveles y dos etapas AC/DC–DC/AC. Estas etapas consisten por lo general en un rectificador no controlado y un inversor, respectivamente; acoplados eléctricamente por un DC-link. El sistema descrito posee la capacidad de operar en un amplio rango de frecuencias en su salida y de generar, mediante un adecuado algoritmo de control, una salida con valor medio sinusoidal junto con un pequeño contenido de armónicos de bajo orden.

En la **Figura 2.2** se muestra un esquema del VSI de n ramas y dos niveles. Se considera que el DC-link es alimentado con una fuente de tensión V_{dc} de corriente continua. El convertidor está compuesto de $2n$ interruptores electrónicos de potencia, una por cada rama. La salida del inversor corresponde a cada punto medio $(1, 2, \dots, n)$ entre estos interruptores. Se asume, por simplicidad, que la salida del inversor alimenta a una carga balanceada en conexión estrella con predominancia inductiva (característica dominante en las máquinas eléctricas), siendo N el punto común. Las tensiones de fase se definen por las variables v_{sk} , siendo $k = \{1, 2, \dots, n\}$.

Para el esquema presentado, a fin de evitar cortocircuitos, en cada rama sólo puede ser disparado un interruptor de potencia a la vez. Por tanto, los interruptores conducirán alternativamente, dejando además un pequeño tiempo muerto entre sus conmutaciones (*dead-time*, por su nomenclatura anglosajona). Las condiciones especificadas se cumplen en el esquema presentado en la **Figura 2.2**, utilizando señales de disparos complementarias para cada par de interruptores en una determinada rama. Así, el estado de cada rama S_k puede definirse utilizando la lógica binaria, $S_k \in \{0, 1\}$; de manera que $S_k = 1$ implica que el interruptor superior se encuentra encendido y el inferior apagado, mientras que el caso opuesto se verifica cuando $S_k = 0$ (interruptor inferior encendido y superior apagado). La función de conmutación del inversor puede definirse utilizando el vector de conmutación $\{S_1, S_2, \dots, S_n\}^T$, donde el superíndice T indica la operación de trasposición. Para el convertidor de n fases se disponen, en este caso, de 2^n estados de conmutación.

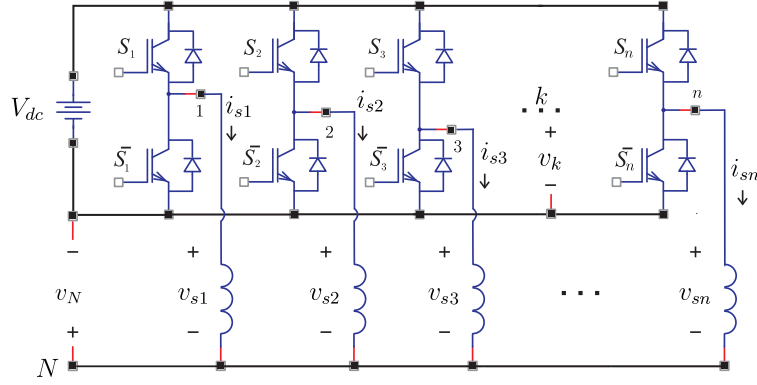


Figura 2.2 Diagrama esquemático del convertidor VSI de n fases y dos niveles.

La tensión v_k respecto al bus negativo del DC-link puede ser definida basándose en el estado de conmutación de esta rama, como se indica en la siguiente ecuación:

$$v_k = V_{dc} S_k \quad (2.1)$$

Por otra parte, la tensión v_k se encuentra relacionada con la tensión de fase v_{sk} y la tensión entre el bus negativo del DC-link y el punto común del conectorado en estrella v_N (véase la **Figura 2.2**), según la siguiente expresión:

$$v_k = v_{sk} + v_N \quad (2.2)$$

Para el caso estudiado con carga balanceada, la suma de las tensiones de fase debe ser igual a cero. Sumando todas las ecuaciones que se obtienen en cada fase con la expresión que se muestra en (2.2) en conjunto con (2.1). A partir de estas ecuaciones se obtiene que la tensión v_N puede definirse a partir de los estados de conmutación de la siguiente forma:

$$v_N = \frac{1}{n} \sum_{h=1}^n v_h = \frac{V_{dc}}{n} \sum_{h=1}^n S_h \quad (2.3)$$

Reemplazando esta igualdad en (2.2), la tensión de fase queda determinada por la siguiente ecuación:

$$v_{sk} = v_k - v_N = V_{dc} S_k - \frac{V_{dc}}{n} \sum_{h=1}^n S_h = V_{dc} \left[S_k - \frac{1}{n} \sum_{h=1}^n S_h \right] \quad (2.4)$$

Por simplicidad, las tensiones de fase definidas mediante (2.4) en función de los estados de conmutación suelen expresarse utilizando matrices, como se indica en la siguiente ecuación, para el caso general:

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \\ \dots \\ v_{sn-1} \\ v_{sn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{n} \begin{bmatrix} (n-1) & -1 & \dots & -1 & -1 \\ -1 & (n-1) & \dots & -1 & -1 \\ -1 & -1 & \dots & -1 & -1 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -1 & -1 & \dots & (n-1) & -1 \\ -1 & -1 & \dots & -1 & (n-1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \\ \dots \\ S_{n-1} \\ S_n \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Con el fin facilitar y simplificar el análisis del modelo matemático del convertidor, se utiliza la matriz de transformación de Clarke para un convertidor multifásico representada por (2.6), con un número n de fases conectados a una carga balanceada y simétrica, donde $\vartheta = 2\pi/n$.

$$[C] = \frac{2}{n} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\vartheta) & \cos(2\vartheta) & \dots & \cos(2\vartheta) & \cos(\vartheta) \\ 0 & \sin(\vartheta) & \sin(2\vartheta) & \dots & -\sin(2\vartheta) & -\sin(\vartheta) \\ 1 & \cos(2\vartheta) & \cos(4\vartheta) & \dots & \cos(4\vartheta) & \cos(2\vartheta) \\ 0 & \sin(2\vartheta) & \sin(4\vartheta) & \dots & -\sin(4\vartheta) & -\sin(2\vartheta) \\ 1 & \cos(3\vartheta) & \cos(6\vartheta) & \dots & \cos(6\vartheta) & \cos(3\vartheta) \\ 0 & \sin(3\vartheta) & \sin(6\vartheta) & \dots & -\sin(6\vartheta) & \sin(3\vartheta) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \cos\left(\frac{n-2}{2}\vartheta\right) & \cos 2\left(\frac{n-2}{2}\vartheta\right) & \dots & \cos 2\left(\frac{n-2}{2}\vartheta\right) & \cos\left(\frac{n-2}{2}\vartheta\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{n-2}{2}\vartheta\right) & \sin 2\left(\frac{n-2}{2}\vartheta\right) & \dots & -\sin 2\left(\frac{n-2}{2}\vartheta\right) & -\sin\left(\frac{n-2}{2}\vartheta\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \dots & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \dots & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

Esta transformada posee la particularidad de descomponer el espacio n -dimensional en subespacios ortogonales, conformados a su vez por varios subespacios 2D (planos) y uno o dos subespacios unidimensionales (ejes homopolares), dependiendo del tipo de máquina multifásica. La información de cada plano está contenida en dos filas consecutivas de la matriz. Las últimas dos filas definen las componentes homopolares y la última fila de la matriz $[C]$ se elimina para un número n impar de fases. El vector de dimensión n definido por las componentes en variables de fase $[v_{s1}, v_{s2}, v_{s3}, v_{s4}, \dots, v_{sn}]^T$, luego de la transformación, quedará representado por el vector que contiene a las componentes bidimensionales de cada plano y las homopolares $[v_{s\alpha}, v_{s\beta}, v_{sx1}, v_{sy1}, \dots, v_{sz1}, v_{sz2}]^T$.

2.2.2 Inversor de Cinco Ramas

En este apartado se particulariza el VSI al caso de los de cinco fases (**Figura 2.3**), el cual es utilizado para el control de accionamiento de cinco fases, que corresponde a una de las MI multifásica estudiadas en esta Tesis. En este caso las variables de fase se identifican por medio de las letras a , b , c , d y e , respectivamente. Para su operación, el inversor dispone de $2^5 = 32$ estados de conmutación distintos. Cada estado de conmutación se encuentra caracterizado por un vector de conmutación definido por $\{S_a, S_b, S_c, S_d, S_e\}^T$, con $S_k \in \{0, 1\}$.

Las tensiones de fase, por tanto, quedan definidas en función del estado de conmutación como se indica en la siguiente ecuación:

$$[M_5] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \\ v_{sd} \\ v_{se} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \\ S_d \\ S_e \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

Las tensiones obtenidas luego de aplicar la transformada de Clarke se obtienen mediante la siguiente ecuación:

$$[v_{s\alpha}, v_{s\beta}, v_{sx}, v_{sy}, v_{sz}]^T = [C_5] [M_5] \quad (2.8)$$

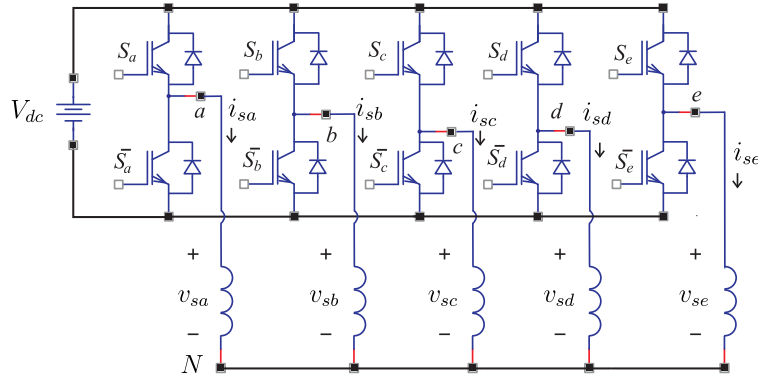


Figura 2.3 Diagrama esquemático del convertidor de cinco fases y dos niveles.

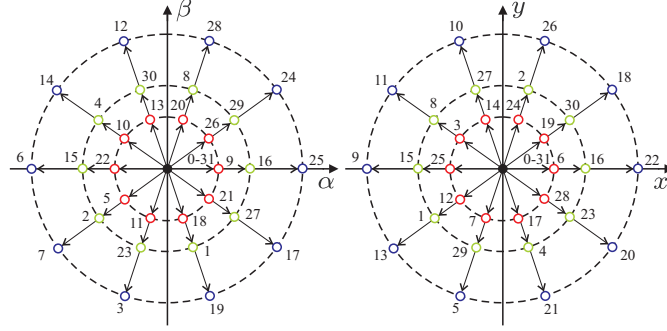


Figura 2.4 Proyecciones de los vectores de tensión en los planos $\alpha - \beta$ (izquierda) y $x - y$ (derecha) para una MI simétrica de cinco fases. El número que define cada tensión es el equivalente decimal del número binario $[S_a, \dots, S_e]$.

donde la matriz $[C_5]$ corresponde a la particularización de (2.6) para $n = 5$ representado por:

$$[C_5] = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\vartheta) & \cos(2\vartheta) & \cos(2\vartheta) & \cos(\vartheta) \\ 0 & \sin(\vartheta) & \sin(2\vartheta) & -\sin(2\vartheta) & -\sin(\vartheta) \\ 1 & \cos(2\vartheta) & \cos(4\vartheta) & \cos(4\vartheta) & \cos(2\vartheta) \\ 0 & \sin(2\vartheta) & \sin(4\vartheta) & -\sin(4\vartheta) & -\sin(2\vartheta) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

donde $\vartheta = 2\pi/5$. La última fila de la matriz $[C_5]$ define la componente homopolar.

Aplicando esta transformación, quedan definidos 30 vectores de tensión activos y dos vectores nulos. En la **Figura 2.4** se muestran las proyecciones bidimensionales obtenidas con cada uno de los vectores, identificados con el equivalente decimal de sus respectivos estados de conmutación $\{S_a, S_b, S_c, S_d, S_e\}^T$, siendo S_a y S_e los bits más y menos significativos, respectivamente. Estos vectores dividen uniformemente el espacio que ocupan en diez sectores ($\pi/5$) y en tres coronas con las distintas magnitudes de los vectores activos.

2.2.3 Inversor de Seis Ramas

Por otro lado, esta Tesis también aborda el accionamiento de seis fases con neutros aislados. Para ello, en este apartado se particulariza el VSI al caso de los de seis fases, tal como muestra en la **Figura 2.5**. De la misma forma que el caso anterior, la función de conmutación se define como $\{S_a, S_b, S_c, S_d, S_e, S_f\}^T$, con $S_k \in \{0, 1\}$, identificando las seis fases del convertidor.

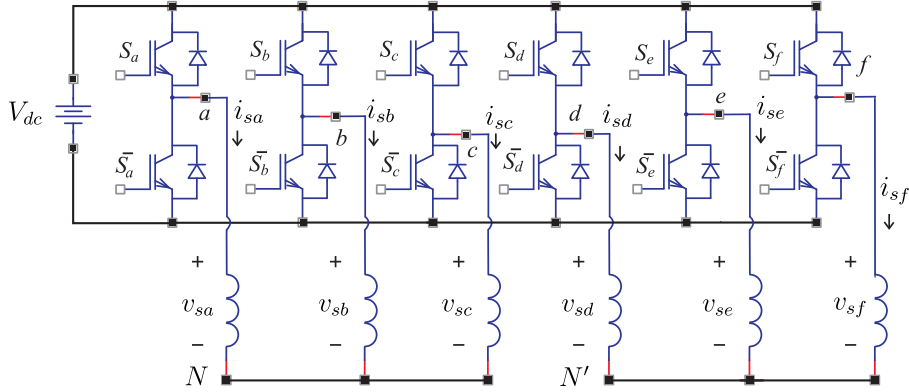


Figura 2.5 Diagrama esquemático del convertidor de seis fases y dos niveles.

Para obtener el modelo del VSI, se denotará v_{sa} como la tensión asociada a la fase a del estátor, v_a al potencial en el punto a (conexión al bobinado a del inversor, véase la **Figura 2.5**) y v_N al potencial asociado al punto neutro del devanado $a - b - c$. De forma análoga, se denotan las tensiones v_{bN} y v_{cN} . Obsérvese en la **Figura 2.5**, que para los bobinados $d - e - f$, se tiene un neutro distinto al de las fases $a - b - c$, y se denota como N' , de forma que las tensiones $v_{dN'}$, $v_{eN'}$ y $v_{fN'}$ se interpretan de la misma manera que para los bobinados $a - b - c$, aunque tomando los potenciales eléctricos de $d - e - f$ y N' . Considerando ambos devanados estáticos con neutros independientes y desfasados entre sí en 30° , y si además se asume un sistema equilibrado se tiene:

$$v_{sa} + v_{sb} + v_{sc} = 0 \quad (2.10)$$

$$v_N = \frac{v_{sa} + v_{sb} + v_{sc}}{3} \quad (2.11)$$

Así mismo, el modelo del VSI para la fase a queda definido por la siguiente ecuación:

$$v_{sa} = v_a - v_N = \frac{2}{3}v_a - \frac{1}{3}(v_b + v_c) \quad (2.12)$$

Luego, (2.12) puede representarse en función al estado de los interruptores del VSI (S_a, \dots, S_f) y, de forma análoga, se pueden calcular las tensiones v_{bN} y v_{cN} , obteniéndose:

$$v_{sa} = \frac{2}{3}S_a V_{dc} - \frac{1}{3}(S_b V_{dc} + S_c V_{dc}) \quad (2.13)$$

$$v_{sb} = \frac{2}{3}S_b V_{dc} - \frac{1}{3}(S_a V_{dc} + S_c V_{dc}) \quad (2.14)$$

$$v_{sc} = \frac{2}{3} S_c V_{dc} - \frac{1}{3} (S_a V_{dc} + S_b V_{dc}) \quad (2.15)$$

El mismo razonamiento para las fases $d - e - f$ da lugar a las siguientes ecuaciones:

$$v_{sd} = \frac{2}{3} S_d V_{dc} - \frac{1}{3} (S_e V_{dc} + S_f V_{dc}) \quad (2.16)$$

$$v_{se} = \frac{2}{3} S_e V_{dc} - \frac{1}{3} (S_d V_{dc} + S_f V_{dc}) \quad (2.17)$$

$$v_{sf} = \frac{2}{3} S_f V_{dc} - \frac{1}{3} (S_d V_{dc} + S_e V_{dc}) \quad (2.18)$$

Mediante (2.13)-(2.18) se representan las tensiones de fase aplicadas a la MI a partir de los potenciales impuestos en los terminales estáticos. El módulo VSI queda modelado matemáticamente mediante la matriz representada por (2.19), proporcionando los valores de las tensiones aplicadas al estátor de la MI en variables de fase.

$$[M_6] = \begin{bmatrix} v_{sa} \\ v_{sd} \\ v_{sb} \\ v_{se} \\ v_{sc} \\ v_{sf} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 2 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 2 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_d \\ S_b \\ S_e \\ S_c \\ S_f \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

Si se desea obtener los valores de tensión en coordenadas $\alpha - \beta$, $x - y$ y $z_1 - z_2$ es necesario adaptar la ecuación de transformación (2.6) para la configuración de una MI de seis fases ($n = 6$) de configuración asimétrica y neutros aislados [47]. La ecuación resultante es la siguiente:

$$[v_{s\alpha}, v_{s\beta}, v_{sx}, v_{sy}, v_{sz1}, v_{sz2}]^T = [C_6] [M_6] \quad (2.20)$$

donde

$$[C_6] = \frac{2}{6} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\vartheta) & \cos(4\vartheta) & \cos(5\vartheta) & \cos(8\vartheta) & \cos(9\vartheta) \\ 0 & \sin(\vartheta) & \sin(4\vartheta) & \sin(5\vartheta) & \sin(8\vartheta) & \sin(9\vartheta) \\ 1 & \cos(5\vartheta) & \cos(8\vartheta) & \cos(\vartheta) & \cos(16\vartheta) & \cos(9\vartheta) \\ 0 & \sin(5\vartheta) & \sin(8\vartheta) & \sin(\vartheta) & \sin(16\vartheta) & \sin(9\vartheta) \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

siendo $\vartheta = \pi/n = \pi/6$.

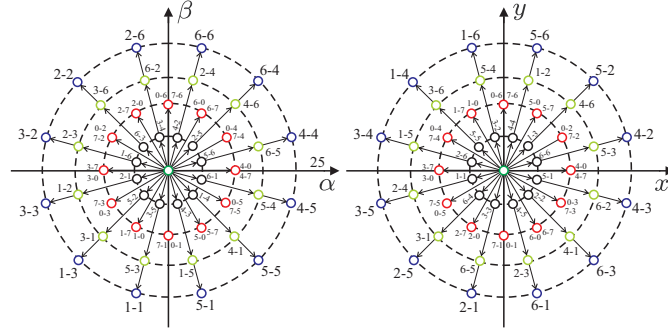


Figura 2.6 Proyecciones de los vectores de tensión en los planos $\alpha - \beta$ (izquierda) y $x - y$ (derecha) para una MI asimétrica de seis fases y neutros aislados. El número que define cada tensión es identificado por dos números octales correspondientes a los números binarios $[S_a S_b S_c]$ y $[S_d S_e S_f]$.

El modelo del VSI queda caracterizado por $2^6 = 64$ vectores posibles de disparo (60 activos y 4 nulos). Estos vectores son proyectados en los planos $\alpha - \beta$ y $x - y$ como se muestran en la **Figura 2.6**, donde todos los posibles estados son identificados por dos números octales correspondientes a los números binarios $[S_a S_b S_c]$ y $[S_d S_e S_f]$, respectivamente.

Resulta importante resaltar en este apartado dos aspectos importantes:

- Para el caso de la MI de seis fases con neutros aislados, los vectores de tensión en el plano $z_1 - z_2$ son nulos, por lo que no tienen influencia alguna en el algoritmo de control a ser implementado.
- En el caso del accionamiento electromecánico hexafásico se tienen 49 vectores no redundantes (véase la **Figura 2.6**).

2.3 Modelado de la Máquina de Inducción Multifásica

Los principios del modelado matemático de las máquinas multifásicas se han desarrollado en la primera mitad del siglo pasado [48]-[50]. Estas investigaciones proponen diferentes transformaciones matemáticas para reemplazar la representación originalmente en variables de fase (tensiones, corrientes, flujos, etc.) en una representación equivalente, siendo la principal ventaja la simplificación de las ecuaciones dinámicas del sistema que describe el funcionamiento de una máquina multifásica de AC. La forma más común de realizar el proceso de transformación de los modelos matemáticos es mediante el uso de matrices, generalmente con todos sus componentes reales. La transformación presentada

en [51] propone el uso de los vectores espaciales y deriva de la transformación de la componente simétrica (compleja) de Fortescue [48]. Su principal ventaja, en comparación con el método matricial, es el uso de un modelo más compacto y simple de relacionar con la física de la máquina. A la fecha, se han desarrollado extensamente trabajos centrados en el modelado de las máquinas, donde se encuentran numerosas publicaciones [52]-[71].

Entre las máquinas multifásicas más estudiadas, desde el punto de vista del modelado matemático, se encuentran las máquinas de cinco y seis fases [7]-[9], aunque para el caso de las máquinas simétricas son preferibles los diseños con números de fases impar a los pares. Esto se debe a que en los casos de distribución simétrica y con número par de fases se producirá un rizado de par electromagnético idéntico al de una máquina con la mitad del número de fases, perdiéndose una de las principales ventajas que se deriva del uso de un accionamiento multifásico. Cuando el número de fases es par y la máquina es asimétrica con neutros aislados se ha concluido que se consigue el mismo número de planos (grado de libertad para el control) que en máquinas simétricas con número de fases menor pero ofreciendo una mejor distribución de la potencia por fase. Por consiguiente, se puede concluir que las máquinas de cinco fases son las que presentan mayor atractivo para reemplazar a las trifásicas en aplicaciones industriales de media potencia debido al menor número de ramas adicionales necesarias, mientras que las de múltiples devanados trifásicos son de mayor interés para aplicaciones de alta potencia [72].

En esta sección se analiza el modelado de las máquinas multifásicas, primeramente en su representación en variables de fase y posteriormente en sus representaciones simplificadas. Se presenta además el modelado de una máquina multifásica en las que el número de devanados es múltiplo de tres.

Consideraciones para el Modelado

El proceso de modelado de las máquinas multifásicas está generalmente sujeto a varias consideraciones, las cuales se mencionan a continuación [73], [74]:

- Todos los bobinados en el estátor de la máquina son idénticos, mientras que el rotor es del tipo jaula de ardilla que puede ser modelado como n cargas inductivas interconectadas en paralelo por los anillos que sostienen a las barras que lo conforman.
- El entrehierro de la máquina se considera como uniforme y de espesor constante, y su variación debido a las excentricidades del rotor o por las ranuras del estátor y del rotor se desprecian.
- La característica de magnetización del material ferromagnético se supone que es lineal. Por lo tanto, los efectos de la saturación magnética no se consideran.

- Las inductancias de fuga y la resistencia de los devanados de estátor y rotor se consideran como constante. Se ignoran sus variaciones debidas a cambios de frecuencia o temperatura.
- Las variables del rotor se encuentran proyectadas al estátor mediante la relación de transformación del acoplamiento estátor-rotor.

Las consideraciones anteriormente citadas permiten la formulación del modelado matemático de la máquina multifásica, en función de las variables de fase, detallado a continuación.

2.3.1 Modelo Definido en Función de las Variables de Fase

Considerando una MI de n fases, donde las fases tanto del estátor como del rotor se indican con los índices $1, \dots, n$, de acuerdo con la distribución espacial de los bobinados, y los índices s y r identifican al estátor y al rotor, respectivamente. La **Figura 2.7** muestra el diagrama esquemático de MI simétrica de n fases, donde se muestran los ejes magnéticos de los bobinados del estátor. Se asume que los bobinados de las fases están conectados en estrella a un único neutro.

Debido a que todos los bobinados de la MI tienen una naturaleza resistiva-inductiva, la ecuación de equilibrio de tensión de cualquier fase, tanto del estátor como del rotor, sigue el mismo principio, $v = Ri + d\psi/dt$, donde v , i y ψ designan los valores instantáneos de las magnitudes eléctricas de tensión, corriente y flujo, respectivamente, mientras que R denota la resistencia del devanado. La MI posee n fases tanto en el estátor como en el rotor, por tanto las ecuaciones de equilibrio de tensión pueden escribirse en forma matricial, separadamente para el estátor y para el rotor como se indica en las siguientes ecuaciones:

$$[v_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} [\psi_s] \quad (2.22)$$

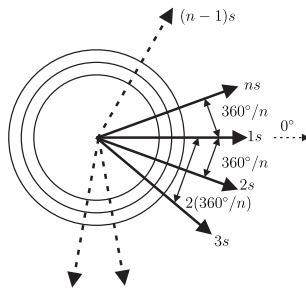


Figura 2.7 Esquema de una MI simétrica de n fases.

$$[v_r] = [R_r] [i_r] + \frac{d}{dt} [\psi_r] \quad (2.23)$$

donde

$$[v_s] = [v_{s1}, v_{s2}, \dots, v_{sn}]^T \quad [v_r] = [v_{r1}, v_{r2}, \dots, v_{rn}]^T \quad (2.24)$$

son los vectores columna de las tensiones del estátor y del rotor, respectivamente;

$$[i_s] = [i_{s1}, i_{s2}, \dots, i_{sn}]^T \quad [i_r] = [i_{r1}, i_{r2}, \dots, i_{rn}]^T \quad (2.25)$$

son los vectores columna de las corrientes del estátor y del rotor, respectivamente, y

$$[\psi_s] = [\psi_{s1}, \psi_{s2}, \dots, \psi_{sn}]^T \quad [\psi_r] = [\psi_{r1}, \psi_{r2}, \dots, \psi_{rn}]^T \quad (2.26)$$

son los vectores columna de los flujos del estátor y del rotor, respectivamente. Las resistencias del estátor y del rotor son matrices $n \times n$ diagonales, $[R_s] = \text{diag}(R_s)$ y $[R_r] = \text{diag}(R_r)$. Debido a que los bobinados en la MI asíncrona en jaula de ardilla están cortocircuitadas, las tensiones en el rotor en (2.24) son nulas.

Las matrices de flujo se encuentran definidas tal como se describe en las siguientes ecuaciones:

$$[\psi_s] = [L_s] [i_s] + [L_{sr}] [i_r] \quad (2.27)$$

$$[\psi_r] = [L_r] [i_r] + [L_{rs}] [i_s] \quad (2.28)$$

donde $[L_s]$ y $[L_r]$ son las matrices de inductancia del estátor y del rotor, respectivamente, y $[L_{sr}]$ y $[L_{rs}]$ son las inductancias mutuas del estátor-a-rotor y rotor-a-estátor, respectivamente. Bajo las consideraciones antes mencionadas, las matrices de inductancia del estátor y del rotor sólo poseen coeficientes constantes y son matrices $n \times n$:

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{s11} & L_{s12} & L_{s13} & \dots & L_{s1n} \\ L_{s21} & L_{s22} & L_{s23} & \dots & L_{s2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{sn1} & L_{sn2} & L_{sn3} & \dots & L_{snn} \end{bmatrix} \quad (2.29)$$

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_{r11} & L_{r12} & L_{r13} & \dots & L_{r1n} \\ L_{r21} & L_{r22} & L_{r23} & \dots & L_{r2n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ L_{rn1} & L_{rn2} & L_{rn3} & \dots & L_{rnn} \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

En base a la consideración que todos los devanados individuales de las fases en el estátor son idénticos y que los devanados se encuentran distribuidos simétricamente, las inductancias de fase son iguales, $L_{s11} = L_{s22} = \dots = L_{snn}$, y las inductancias mutuas en el estátor satisfacen la siguiente condición $L_{sij} = L_{sji}$, donde $i \neq j, i, j = \{1, 2, \dots, n\}$.

Debido a que la posición relativa de los devanados del rotor con relación a los devanados del estátor y viceversa depende del ángulo del rotor θ_r , el cual varía debido a la posición del rotor, hace que los coeficientes de las matrices $[L_{sr}]$ y $[L_{rs}]$ varíen en el tiempo. La velocidad de giro (eléctrica) del rotor y la posición del rotor están relacionadas por la siguiente ecuación:

$$\theta_r(t) = \int_0^t \omega_r dt \quad (2.31)$$

Bajo las consideraciones hechas al inicio de la presente sección, ambos flujos, el que se genera por el estátor y el que se genera por el rotor, son sinusoidales y la matriz de inductancia mutua del estátor-a-rotor es:

$$[L_{sr}] = M \begin{bmatrix} \cos(\sigma_1) & \cos(\sigma_n) & \cos(\sigma_{n-1}) & \dots & \cos(\sigma_2) \\ \cos(\sigma_2) & \cos(\sigma_1) & \cos(\sigma_n) & \dots & \cos(\sigma_3) \\ \cos(\sigma_3) & \cos(\sigma_2) & \cos(\sigma_1) & \dots & \cos(\sigma_4) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos(\sigma_n) & \cos(\sigma_{n-1}) & \cos(\sigma_{n-2}) & \dots & \cos(\sigma_1) \end{bmatrix} \quad (2.32)$$

donde M representa la inductancia mutua. La inductancia de magnetización del rotor-a-estátor se calcula según $[L_{rs}] = [L_{sr}]^T$. El ángulo σ_k se define mediante (2.33). Obsérvese que en (2.32) se tiene $\cos(\theta_r - (n-1)\vartheta) \equiv \cos(\theta_r + \vartheta)$, $\cos(\theta_r - (n-2)\vartheta) \equiv \cos(\theta_r + 2\vartheta)$, etc.

$$\sigma_k = \theta_r - (k-1)\vartheta \quad k = 1, 2, \dots, n \quad (2.33)$$

Luego, (2.22) y (2.23) pueden reescribirse según las siguientes ecuaciones:

$$[v_s] = [R_s][i_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [i_s] + \frac{d}{dt} [L_{sr}][i_r] \quad (2.34)$$

$$[v_r] = [R_r][i_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [i_r] + \frac{d}{dt} [L_{rs}][i_s] \quad (2.35)$$

Mediante (2.22)-(2.35) se describe completamente la parte eléctrica de una MI multifásica, en su representación en variables de fase. Debido a que sólo hay un grado de

libertad en el movimiento del rotor, la ecuación que relaciona el par y los coeficientes mecánicos con respecto a la velocidad es:

$$T_e - T_L = J_m \frac{d\omega_m}{dt} + B_m \omega_m \quad (2.36)$$

donde T_e representa el par electromagnético generado, T_L el par de carga, J_m el coeficiente de inercia, B_m el coeficiente de fricción mecánica y ω_m la velocidad mecánica de giro. A su vez, la ecuación mecánica del movimiento se representa comúnmente en función de la velocidad eléctrica de giro ω_r , el cual se relaciona con la velocidad mecánica de giro a través del número de pares de polos magnéticos P , $\omega_r = P\omega_m$. Luego:

$$T_e - T_L = \frac{J_m}{P} \frac{d\omega_r}{dt} + \frac{1}{P} B_m \omega_r \quad (2.37)$$

La ecuación mecánica del movimiento siempre tiene la misma forma, sin importar las variables que se introducen en el modelo. El par electromagnético generado T_e desarrollado por la máquina, relaciona el subsistema electromagnético con el subsistema mecánico y es responsable de la conversión electromecánica de la energía. En general, el par electromagnético viene dado por la siguiente ecuación:

$$T_e = P \frac{1}{2} [i]^T \frac{d[L]}{d\theta_r} [i] \quad (2.38)$$

donde

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sr}] \\ [L_{rs}] & [L_r] \end{bmatrix} \quad (2.39)$$

$$[i] = \begin{bmatrix} [i_s]^T & [i_r]^T \end{bmatrix}^T \quad (2.40)$$

Como las matrices de inductancia de los bobinados del estátor y del rotor representados por (2.29) y (2.30), respectivamente, no poseen coeficientes que dependan de la posición del rotor, (2.38) se reduce a:

$$T_e = P [i_s]^T \frac{d[L_{sr}]}{d\theta} [i_r] \quad (2.41)$$

Esto significa que el par electromagnético creado en la MI multifásica es debido a la interacción entre los bobinados del estátor y del rotor.

Cualquier MI multifásica queda completamente definida, en función de sus variables de fase, con el modelo matemático descrito mediante (2.22)-(2.38), o (2.41) en lugar de (2.38). El modelo matemático se compone de $2n + 1$ ecuaciones diferenciales de primer orden, (2.22), (2.23) y (2.36), donde las ecuaciones de equilibrio de tensión representan

$2n$ ecuaciones diferenciales, mientras que la ecuación diferencial restante $2n + 1$ representa la ecuación mecánica del equilibrio. Además, hay $2n + 1$ ecuaciones algebraicas representadas por (2.27), (2.28) y (2.38). Las primeras $2n$ ecuaciones algebraicas proveen una correlación entre los flujos y las corrientes de la máquina, mientras que la ecuación $2n + 1$ representa la ecuación del par de la máquina. Finalmente, el modelo se completa con la ecuación integral (2.31), el cual relaciona la posición eléctrica instantánea del rotor con la velocidad angular de giro.

Sustituyendo las ecuaciones de flujo (2.27) y (2.28) en las ecuaciones de equilibrio de tensión (2.22) y (2.23) y el par electromagnético (2.41) en la ecuación mecánica del movimiento (2.36) se consigue eliminar las ecuaciones algebraicas. Por tanto, el modelo matemático de la MI multifásica queda definido por $2n + 1$ ecuaciones diferenciales de primer orden relacionadas con las corrientes de los bobinados, más la ecuación integral (2.31). Este es un sistema no lineal basado en ecuaciones diferenciales, con coeficientes variantes en el tiempo debido a la inductancia mutua entre estátor-a-rotor definido mediante la ecuación (2.32). Aunque es posible resolver el modelo directamente, en función de las variables de fase, gracias a los modernos computadores, esto resultaba imposible hace 100 años. Por tanto, se han propuesto numerosas transformaciones de las variables de fase con el objetivo principal de simplificar el modelo. Las transformaciones más utilizadas y los respectivos modelos matemáticos obtenidos mediante las mismas serán presentados a continuación.

2.3.2 Transformación de Clarke

En el modelo descrito anteriormente, con el enfoque basado en las variables de fase, cada variable eléctrica queda definida en un espacio de dimensión n . Sin embargo, los grados de libertad efectivos para el sistema son $(n - 1)$, considerando el conexionado en estrella de los devanados del estátor y el modelo adoptado para el rotor de la MI. Luego, aplicando la transformación de Clarke, por medio de la matriz cuadrada $[C]$ de orden n tal como se la ha definido mediante (2.6), al modelo descrito en el apartado anterior mediante (2.34)-(2.37) se consigue reemplazar el conjunto de n variables en un nuevo conjunto de n variables, y a su vez descompone el vector de espacio n dimensional en $n/2$ planos bidimensionales si el número de fases es par. Si el número de fases es impar, el espacio original se descompone en $(n - 1)/2$ planos, más un eje que contiene a la componente homopolar. Como los planos y ejes que constituyen el nuevo espacio son ortogonales, el cual constituye la principal propiedad de esta transformación, estos planos estarán completamente desacoplados entre sí, con lo que se consigue una importante

simplificación en el modelo de la MI. La transformación aplicada se indica en la siguiente ecuación:

$$[f]_{\alpha\beta} = [C][f_{1,2,\dots,n}] \quad (2.42a)$$

$$[f]_{\alpha\beta} = [f_\alpha, f_\beta, f_{x1}, f_{y1}, f_{x2}, f_{y2}, \dots, f_z]^T \quad (2.42b)$$

$$[f_{1,2,\dots,n}] = [f_1, f_2, f_3, f_4, f_5, f_6, \dots, f_n]^T \quad (2.42c)$$

donde la variable $[f]_{\alpha\beta}$ representa el vector columna de las magnitudes eléctricas de tensión, corriente o flujo que designan tanto al estátor como al rotor luego de la transformación. La variable $[f_{1,2,\dots,n}]$ es el correspondiente vector columna en función de las variables de fase. Como se satisface la condición que $[C]^{-1} = [C]^T$, se cumple que $[f_{1,2,\dots,n}] = [C]^T[f]_{\alpha\beta}$. El coeficiente $2/n$ que aparece en (2.6) se utiliza para obtener la propiedad de mantener las magnitudes eléctricas (invariante, por tanto en tensión, corriente). En [25], [47], [75] se ha referido el uso del coeficiente de transformación $\sqrt{2/n}$, dando lugar a una transformación invariante en potencia.

Luego de la aplicación de esta transformación al modelo en variables de fase (2.34)-(2.37) y despreciando las pérdidas, el modelo desacoplado de Clarke se describe mediante el conjunto de ecuaciones de tensión (2.43)-(2.49). Mayores detalles en las operaciones matemáticas realizadas se encuentran disponibles en [47], [76].

$$v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i'_{r\alpha} \cos(\theta) - i'_{r\beta} \sin(\theta)) \quad (2.43)$$

$$v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i'_{r\alpha} \sin(\theta) + i'_{r\beta} \cos(\theta)) \quad (2.44)$$

$$v_{r\alpha} = 0 = R_r i'_{r\alpha} + \frac{d\psi'_{r\alpha}}{dt} = R_r i'_{r\alpha} + L_r \frac{di'_{r\alpha}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (i_{s\alpha} \cos(\theta) + i_{s\beta} \sin(\theta)) \quad (2.45)$$

$$v_{r\beta} = 0 = R_r i'_{r\beta} + \frac{d\psi'_{r\beta}}{dt} = R_r i'_{r\beta} + L_r \frac{di'_{r\beta}}{dt} + L_m \frac{d}{dt} (-i_{s\alpha} \sin(\theta) + i_{s\beta} \cos(\theta)) \quad (2.46)$$

$$v_{sxk} = R_s i_{sxk} + \frac{d\psi_{sxk}}{dt} = R_s i_{sxk} + L_{ls} \frac{di_{sxk}}{dt} \quad k = 1, 2, 3, \dots, (n-3)/2 \quad (2.47)$$

$$v_{syk} = R_s i_{syk} + \frac{d\psi_{syk}}{dt} = R_s i_{syk} + L_{ls} \frac{di_{syk}}{dt} \quad k = 1, 2, 3, \dots, (n-3)/2 \quad (2.48)$$

$$v_{sz} = R_s i_{sz} + \frac{d\psi_{sz}}{dt} = R_s i_{sz} + L_{ls} \frac{di_{sz}}{dt} \quad (2.49)$$

Siendo $L_m = (n/2)M$ la inductancia de magnetización, $L_s = L_m + L_{ls}$ la inductancia de estátor y $L_r = L_m + L_{lr}$ la inductancia de rotor.

Mediante (2.43)-(2.46) se representan a las componentes del plano $\alpha - \beta$, donde se mapea la componente fundamental del flujo y, por tanto, es el plano vinculado con la conversión de energía electromecánica. Las variables del estátor y del rotor sólo se encuentran acopladas en este plano, mientras que para los restantes $(n - 3)/2$ planos téngase en cuenta que se ha considerado únicamente el caso de bobinados distribuidos y n impar, por lo que sólo existen variables del estátor, como se puede observar en (2.47) y (2.48). Por otra parte, en (2.49) se presenta el modelo resultante en el eje z , donde se proyecta la componente homopolar. En este eje nunca existirá acoplamiento entre el estátor/rotor al considerarse al rotor como un conjunto de devanados en cortocircuito. En todo caso, las corrientes en este eje serán nulas si se usan un conexionado en estrella.

Luego de la aplicación de la transformación, las variables del rotor y del estátor en las ecuaciones (2.43)-(2.46) se encuentran referidas a marcos de referencias distintos (véase la **Figura 2.8**). Las variables del estátor se encuentran referidas a un marco de referencia estacionario $\alpha - \beta$, mientras que las variables del rotor se encuentran referidas a un marco de referencia fijado al rotor $\alpha' - \beta'$ que se encuentra girando a una velocidad ω_r . Esto mantiene la dependencia de algunas inductancias a la coordenada instantánea del rotor θ respecto al caso del modelo descrito en variables de fase. A fin de evitar esto, se deben representar todas las variables con respecto a un único marco de referencia. Si éste es el estacionario, es necesario aplicar una transformación a las variables del rotor utilizando la matriz de rotación $[R_n(\theta)]$, tal como se describe en (2.50); donde f' representa a las variables del rotor definidas respecto al marco de referencia fijado al mismo y f a las definidas respecto al marco estacionario.

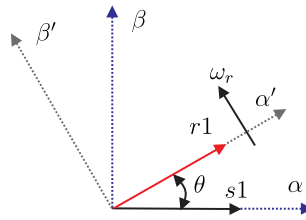


Figura 2.8 Sistemas de referencias de las variables de estátor $\alpha - \beta$ y rotor $\alpha' - \beta'$.

$$[f_r] = [R_n(\theta)] [f'_r] \quad (2.50a)$$

$$[f_r] = [f_{r\alpha}, f_{r\beta}, f_{rx1}, f_{ry1}, f_{rx2}, f_{ry2}, \dots, f_{rz}]^T \quad (2.50b)$$

$$[f'_r] = [f'_{r\alpha}, f'_{r\beta}, f'_{rx1}, f'_{ry1}, f'_{rx2}, f'_{ry2}, \dots, f'_{rz}]^T \quad (2.50c)$$

donde la matriz $[R_n(\theta)]$ se define como:

$$[R_n(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} \quad (2.51)$$

$$[R_n(\theta)]^{-1} = [R_n(\theta)]^T \quad (2.52)$$

La aplicación de esta transformación en el rotor sólo afecta a sus componentes en el plano $\alpha - \beta$. Finalmente, el modelo de la MI en este plano, con todas sus variables referenciadas respecto al marco de referencia estacionario, es descrito por las siguientes ecuaciones:

$$v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} + L_m \frac{di_{r\alpha}}{dt} \quad (2.53)$$

$$v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + L_m \frac{di_{r\beta}}{dt} \quad (2.54)$$

$$v_{r\alpha} = 0 = R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} = R_r i_{r\alpha} + L_r \frac{di_{r\alpha}}{dt} + L_m \frac{di_{s\alpha}}{dt} + \omega_r (L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta}) \quad (2.55)$$

$$v_{r\beta} = 0 = R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} = R_r i_{r\beta} + L_r \frac{di_{r\beta}}{dt} + L_m \frac{di_{s\beta}}{dt} - \omega_r (L_m i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha}) \quad (2.56)$$

El par electromagnético generado, definido en base a las nuevas variables, se calcula aplicando las transformaciones descritas en (2.42) y (2.50) a (2.38), con lo que se ob-

tiene (2.57). El factor $(n/2)$ no aparecerá cuando se aplique una transformación invariante en potencia.

$$T_e = P \frac{n}{2} L_m (i_{r\alpha} i_{s\beta} - i_{r\beta} i_{s\alpha}) \quad (2.57)$$

La ecuación que representa el par electromagnético (2.57) demuestra que el par es generado por la interacción entre las componentes de corrientes del estátor y del rotor en el plano $\alpha - \beta$ y es independiente de las componentes de corriente en el plano $x - y$. La ecuación del par (2.57) es considerablemente más simple que en su forma en variables de fase (2.41).

Analizando las ecuaciones (2.47)-(2.49) se nota que las ecuaciones de equilibrio de tensión aplicando la transformación de desacoplo no ha variado en su forma básica y se sigue cumpliendo $v = Ri + d\psi/dt$. Sin embargo, comparando con el modelo basado en variables de fase descrito en la sección anterior, se consigue una notable simplificación. Independiente del número de fases de la MI multifásica, sólo es necesario considerar cuatro ecuaciones de equilibrio de tensión, en vez de $2n$, siempre que la MI sea alimentada por una fuente balanceada y simétrica de n fases.

2.3.3 Transformación Rotacional

El modelo descrito, referido a un marco de referencia estacionario, ha sido derivado del de Clarke mediante una transformación que consistía en una rotación. Otras simplificaciones pueden ser conseguidas cuando las variables son definidas respecto a otros marcos de referencias dinámicos, seleccionados apropiadamente para el control. Los cambios de marco de referencia se obtienen mediante transformaciones matriciales aplicadas al modelo desacoplado de Clarke, expuesto mediante (2.43)-(2.49). Como el estátor y el rotor se encuentran acoplados sólo en el plano $\alpha - \beta$, las transformaciones sólo afectarán a las variables eléctricas definidas en el mismo, de la misma forma que el caso trifásico, ya que las ecuaciones en las componentes $x - y$ no necesitan ser transformadas. La transformación se define de tal forma que el nuevo conjunto de bobinados del estátor y del rotor, los cuales reemplazarán a los bobinados en $\alpha - \beta$, giren a la misma velocidad angular, también llamada marco de referencia dinámico $d - q$. Además, el movimiento relativo entre los bobinados del estátor y del rotor queda eliminado, consiguiendo así un conjunto de ecuaciones diferenciales con coeficientes constantes. Como en una MI multifásica el entrehierro es constante y todas las inductancias de los bobinados del estátor y del rotor también son constantes, la elección de la velocidad de giro del marco de referencia dinámico es arbitrario. En otras palabras, cualquier velocidad conveniente puede ser

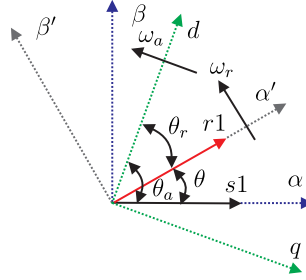


Figura 2.9 Marco de referencia general $d - q$.

elegida. Para el desarrollo del modelo, denotamos a la velocidad de giro del marco de referencia dinámico como ω_a , cuya posición instantánea respecto al marco estacionario está definida por la coordenada θ_a (véase la **Figura 2.9**), que se relaciona a su vez con la velocidad del marco como sigue:

$$\theta_a(t) = \int_0^t \omega_a dt \quad (2.58)$$

el cual será utilizada para la transformación rotacional de las variables estatóricas. Del mismo modo, el rotor también se encuentra girando a una velocidad ω_r y su coordenada respecto al marco de referencia estacionario se encuentra dada por la variable θ . Sin embargo, la coordenada del rotor respecto al marco de referencia $d - q$ está definida por la coordenada θ_r que depende en cada instante de tiempo de la velocidad relativa entre el marco de referencia dinámico y el rotor ω_{sl} (deslizamiento) de acuerdo con la siguiente ecuación:

$$\theta_r = \theta_a - \theta = \int_0^t (\omega_a - \omega_r) dt = \int_0^t \omega_{sl} dt \quad (2.59)$$

El segundo eje del marco de referencia dinámico, el cual es perpendicular al eje d , es comúnmente llamado eje q . Así, la transformación de las variables de estátor y rotor se detalla mediante (2.60); utilizando la matriz (2.61) para la transformación de las variables del estátor y la matriz (2.62) para la transformación de las variables del rotor.

$$[f_{dq}] = [D] [f_{\alpha\beta}] \quad (2.60a)$$

$$[f_{dq}] = [f_d, f_q, f_{x1}, f_{y1}, f_{x2}, f_{y2}, \dots, f_z]^T \quad (2.60b)$$

$$[f_{\alpha\beta}] = [f_\alpha, f_\beta, f_{x1}, f_{y1}, f_{x2}, f_{y2}, \dots, f_z]^T \quad (2.60c)$$

$$[D_s] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & -\sin(\theta_a) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \sin(\theta_a) & \cos(\theta_a) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (2.61)$$

$$[D_r] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) & 0 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & 1 \end{bmatrix} \quad (2.62)$$

Mediante (2.61) y (2.62) se aplica la transformación de rotación sólo a las ecuaciones en el plano $\alpha - \beta$, mientras que las ecuaciones en los subespacios $x - y$ y z no varían. Se cumple que $[f_{\alpha\beta}] = [D]^T[f_{dq}]$ ya que $[D]^{-1} = [D]^T$.

El modelo resultante, luego de la aplicación de la transformación propuesta (2.60)-(2.62), se encuentra definido por el siguiente conjunto de ecuaciones de tensión:

$$v_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_a \psi_{sq} \quad (2.63a)$$

$$v_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_a \psi_{sd} \quad (2.63b)$$

$$v_{rd} = 0 = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \psi_{rq} \quad (2.63c)$$

$$v_{rq} = 0 = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \psi_{rd} \quad (2.63d)$$

$$v_{sxk} = R_s i_{sxk} + \frac{d\psi_{sxk}}{dt} \quad (2.64a)$$

$$v_{syk} = R_s i_{syk} + \frac{d\psi_{syk}}{dt} \quad (2.64b)$$

$$v_{sz} = R_s i_{sz} + \frac{d\psi_{sz}}{dt} \quad (2.65)$$

donde las componentes de flujo en los distintos planos se definen de la siguiente forma:

$$\psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \quad (2.66a)$$

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \quad (2.66b)$$

$$\psi_{rd} = L_m i_{sd} + L_r i_{rd} \quad (2.66c)$$

$$\psi_{rq} = L_m i_{sq} + L_r i_{rq} \quad (2.66d)$$

$$\psi_{sxk} = L_{ls} i_{sxk} \quad (2.67a)$$

$$\psi_{syk} = L_{ls} i_{syk} \quad (2.67b)$$

$$\psi_{sz} = L_{ls} i_{sz} \quad (2.68)$$

En este caso, el par electromagnético generado se define de manera similar al caso anterior:

$$T_e = P \frac{n}{2} L_m (i_{rd} i_{sq} - i_{rq} i_{sd}) \quad (2.69)$$

La ecuación del par puede representarse en varias formas utilizando la correlación entre las corrientes del estátor/rotor en los ejes $d - q$ y los flujos del estátor/rotor en los ejes $d - q$. Algunas representaciones alternativas son las siguientes:

$$T_e = P \frac{n}{2} (\psi_{sd} i_{sq} - \psi_{sq} i_{sd}) = P \frac{n}{2} \frac{L_m}{L_r} (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}) \quad (2.70)$$

2.3.4 Matriz de Transformación Completa

Como la relación entre las variables de fase originales y los obtenidos luego de la transformada de desacoplo (Clarke) se realiza mediante (2.42), mientras que las variables en el plano $d - q$ están relacionadas con las variables en el plano estacionario $\alpha - \beta$ mediante (2.60), es posible representar las dos transformadas individuales con una única matriz de transformación que relacione las variables de fase 1, 2, ..., n con las variables en $d - q$ (véase la **Figura 2.10**). Denotemos a dicha matriz como $[T]$. De (2.42) y (2.60), se tiene que $[f_{dq}] = [D] [C] [f_{1,2,\dots,n}]$, entonces $[T] = [D] [C]$. Como la matriz de transformación rotacional es diferente para las variables del estátor y del rotor, la matriz de transformación completa será también diferente.

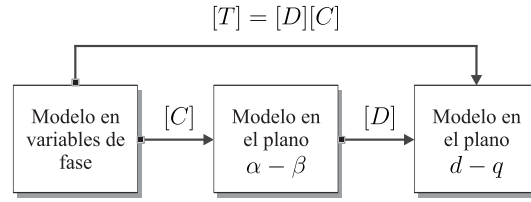


Figura 2.10 Diagrama de bloques de la matriz de transformación completa.

En general para el caso de una MI de n fases simétrica y con devanados concentrados, la matriz de transformación completa es la siguiente:

$$[T_s] = \frac{2}{n} \begin{bmatrix} \cos(\theta_a) & \cos(\theta_a - \vartheta) & \cos(\theta_a - 2\vartheta) & \dots & \cos(\theta_a + 2\vartheta) & \cos(\theta_a + \vartheta) \\ -\sin(\theta_a) & -\sin(\theta_a - \vartheta) & -\sin(\theta_a - 2\vartheta) & \dots & -\sin(\theta_a + 2\vartheta) & -\sin(\theta_a + \vartheta) \\ 1 & \cos(2\vartheta) & \cos(4\vartheta) & \dots & \cos(4\vartheta) & \cos(2\vartheta) \\ 0 & \sin(2\vartheta) & \sin(4\vartheta) & \dots & -\sin(4\vartheta) & -\sin(2\vartheta) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 1 & \cos\left(\frac{n-2}{2}\vartheta\right) & \cos 2\left(\frac{n-2}{2}\vartheta\right) & \dots & \cos 2\left(\frac{n-2}{2}\vartheta\right) & \cos\left(\frac{n-2}{2}\vartheta\right) \\ 0 & \sin\left(\frac{n-2}{2}\vartheta\right) & \sin 2\left(\frac{n-2}{2}\vartheta\right) & \dots & -\sin 2\left(\frac{n-2}{2}\vartheta\right) & -\sin\left(\frac{n-2}{2}\vartheta\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \dots & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \dots & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.71)$$

La matriz de transformación para el rotor es idéntica, en su forma, a (2.71), y sólo es necesario reemplazar el ángulo de la transformación θ_a por θ_r .

2.3.5 MI en las que el Número de Fases es un Múltiplo de Tres

Este tipo de máquina es ideal en aplicaciones de alta potencia [7]. El interés por estos accionamientos se basa en la posibilidad de utilizar varios convertidores trifásicos, comercialmente disponibles, para el control de los accionamientos multifásicos. Entre éstos, la opción más común en la literatura es la MI de seis fases [47]. Los bobinados del estátor se componen de dos devanados trifásicos, que están desfasados entre sí en 30° . La **Figura 2.11** muestra el diagrama de distribución de los bobinados para el caso particular de una MI de seis fases. Como en este caso hay dos devanados trifásicos, las fases se indican mediante las etiquetas a , b y c mientras que los subíndices 1 y 2 se utilizan para indicar cada devanado trifásico (se omite el índice s para representar la variable estática). Tal como puede verse en la **Figura 2.11**, el desfasaje produce una distribución asimétrica

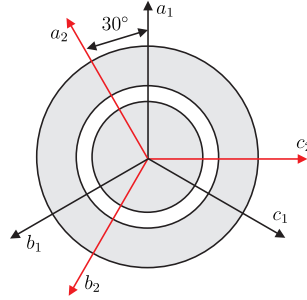


Figura 2.11 Esquema de una MI asimétrica de seis fases.

de los ejes magnéticos de los bobinados del estátor. Por tanto, a esta MI multifásica se la conoce como máquina asimétrica, debido a que el desfase entre dos fases consecutivas ya no cumple la condición $2\pi/n$. En este caso, el desfase entre los bobinados trifásicos es π/n . Además, considerando el caso más general, la máquina se encuentra formada por n fases asociadas en q devanados trifásicos ($n = 3q$), luego los puntos neutros de cada devanado trifásico se mantienen aislados.

Los modelos matemáticos presentados hasta ahora son también válidos para las máquinas multifásicas asimétricas. De hecho, los modelos presentados en el marco de referencia general mediante (2.63)-(2.70) y (2.75)-(2.78) siguen siendo válidos, realizando solamente una adaptación en la matriz de desacoplo (Clarke) [47]. Para el caso particular de una MI asimétrica de seis fases, la matriz $[C]$ queda representada por (2.21). Una análisis detallado del modelo general puede encontrarse en [72].

2.3.6 Modelo Basado en Vectores Espaciales

Otra alternativa matemática para representar el modelo es el uso de los vectores espaciales en los planos $\alpha - \beta$ y $x - y$. Teniendo en cuenta que mediante las transformaciones matriciales utilizadas se obtienen las componentes vectoriales de las variables eléctricas incluidas en el modelo, la transformación del marco de referencia estacionario al general se expresa de forma vectorial mediante (2.72) para las variables del estátor y por medio de (2.73) para las variables de rotor.

$$\vec{f}_{sdq} = e^{-j\theta_a} \vec{f}_{s\alpha\beta} \quad (2.72)$$

$$\vec{f}_{rdq} = e^{-j\theta_r} \vec{f}_{r\alpha\beta} \quad (2.73)$$

Donde cada vector espacial \vec{f} del estátor o rotor, para los distintos planos ortogonales de proyección, se define como sigue, siendo j la unidad imaginaria:

$$\vec{f}_{\alpha\beta} = f_{\alpha} + j f_{\beta} \quad (2.74a)$$

$$\vec{f}_{dq} = f_d + j f_q \quad (2.74b)$$

$$\vec{f}_{xy-k} = f_{xk} + j f_{yk} \quad (2.74c)$$

El modelo de la máquina expresado mediante los vectores espaciales puede representarse de forma más simple por medio de las siguientes ecuaciones:

$$\vec{v}_{sdq} = R_s \vec{i}_{sdq} + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_{sdq} + j\omega_a \vec{\psi}_{sdq} \quad (2.75a)$$

$$0 = R_r \vec{i}_{rdq} + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_{rdq} + j\omega_{sl} \vec{\psi}_{rdq} \quad (2.75b)$$

$$\vec{\psi}_{sdq} = L_s \vec{i}_{sdq} + L_m \vec{i}_{rdq} \quad (2.75c)$$

$$\vec{\psi}_{rdq} = L_m \vec{i}_{sdq} + L_r \vec{i}_{rdq} \quad (2.75d)$$

$$\vec{v}_{sxy-k} = R_s \vec{i}_{sxy-k} + \frac{d}{dt} \vec{\psi}_{sxy-k} \quad (2.76a)$$

$$\vec{\lambda}_{sxy-k} = L_{ls} \vec{i}_{sxy-k} \quad (2.76b)$$

Mientras que el par electromecánico es obtenido a partir de los vectores de corriente mediante la siguiente expresión, donde el operador (\times) designa al producto vectorial:

$$T_e = P \frac{n}{2} L_m \vec{i}_{rdq} \times \vec{i}_{sdq} \quad (2.77)$$

Otras expresiones con las que puede ser obtenido el par electromecánico se muestran en (2.78). El uso de algunas de ellas es muy común en distintas estrategias de control, con el fin de reducir el número de cálculos requeridos cuando el modelo es representado en ciertos marcos de referencia.

$$\begin{aligned} T_e &= P \frac{n}{2} \vec{\psi}_{sdq} \times \vec{i}_{sdq} \\ &= P \frac{n}{2} \vec{\psi}_{rdq} \times \vec{i}_{rdq} \\ &= P \frac{n}{2} \frac{L_m}{L_r} \vec{\psi}_{rdq} \times \vec{i}_{sdq} \end{aligned} \quad (2.78)$$

El modelo en el marco de referencia $d - q$ ofrece importantes simplificaciones en las que se basan las distintas estrategias de control. El modelo presentado en las ecuaciones

referidas a un marco de referencia estacionario $\alpha - \beta$, es un caso particular en el que $\omega_a = 0$. Otro caso interesante es el modelo resultante cuando el eje d se fija al flujo del rotor, de forma que sólo tiene proyección este eje. Otra opción considerada consiste en la alineación del marco de referencia al flujo del estátor, lo que suele ser utilizado en el control directo de par. Estas dos últimas alternativas generan también una importante simplificación en la estimación del par electromagnético.

2.4 Control de Máquinas de Inducción Multifásicas

El desarrollo de nuevos métodos de control para accionamientos eléctricos multifásicos se ha convertido en uno de los tópicos que ha ganado mayor interés en los últimos años. La mayoría de las investigaciones se enfocan en la adaptación de los métodos de control de sistemas convencionales, siendo el FOC el más empleado, donde el control sensorless ha sido uno de los casos menos estudiados. Desde el punto de vista de los sistemas multifásicos se debe destacar la popularidad de los sistemas formados por MI asimétricas de seis fases o máquinas de inducción simétricas de cinco fases, ambas con devanados sinusoidalmente distribuidos en el estátor. Por lo que la mayoría de esfuerzos en la adaptación de los métodos de control convencionales han sido referidos a este tipo de sistemas. Sin embargo, también existen estudios para máquinas con un número mayor de fases o con devanados concentrados que permiten incrementar la producción de par.

En los siguientes apartados se describen los fundamentos de los métodos de control. En ese contexto, primeramente se detalla al control FOC junto con los fundamentos del control predictivo, para luego abordar al control DTC. Como una alternativa al DTC se describe al control predictivo de par (PTC, del inglés *predictive torque control*). Por último se analiza al control sensorless.

2.4.1 Control Vectorial

El FOC es una estrategia de control que ha sido extendida a las MI multifásicas donde la generación de par y los componentes magnéticos que producen el flujo del estátor se controlan por separado (desacoplados). Los principios fundamentales del FOC, el cual permite una conversión matemática de una máquina multifásica de AC a su modelo equivalente DC, fueron establecidos a inicios de la década de 1970 y desde la década de 1980 ha sido objeto de numerosos estudios llegando al día de hoy a su estado de madurez [77].

El esquema de control FOC aplicado a una máquina de inducción multifásica se basa en el modelo matemático. El modelo de una MI asíncrona en jaula de ardilla, con los bobinados del rotor cortocircuitados, está descrito por (2.63)-(2.70).

El marco de referencia en el cual se ejecuta el control corresponde al marco de referencia del flujo del rotor, por tanto, el FOC generalmente se lo conoce como RFOC (del inglés *rotor-flux-oriented control*). El marco de referencia se caracteriza por las siguientes expresiones:

$$\theta_a = \theta_r \quad (2.79a)$$

$$\omega_a = \omega_r \quad (2.79b)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (2.79c)$$

La orientación necesaria para este control, se consigue alineando el eje d del sistema de referencia síncrono con el vector del flujo rotórico ψ_r . De esta manera se tienen las siguientes ecuaciones:

$$\psi_{dr} = \psi_r \quad (2.80a)$$

$$\psi_{qr} = 0 \quad (2.80b)$$

$$\frac{d\psi_{qr}}{dt} = 0 \quad (2.80c)$$

Las ecuaciones de las tensiones del rotor (2.63) en este marco de referencia se describen mediante el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$0 = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - \omega_{sl} \psi_{rq} \quad (2.81)$$

$$0 = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + \omega_{sl} \psi_{rd} \quad (2.82)$$

Las componentes de corriente del rotor en los ejes $d - q$ pueden ser expresados en función del flujo del rotor de la siguiente manera:

$$i_{rd} = \frac{(\psi_{rd} - L_m i_{sd})}{L_r} \quad (2.83)$$

$$i_{rq} = -\left(\frac{L_m}{L_r}\right) i_{sq} \quad (2.84)$$

Sustituyendo (2.83) en (2.81) y (2.84) en (2.82) completa el modelo del control RFOC:

$$\psi_r + \tau_r \frac{d\psi_r}{dt} = L_m i_{sd} \quad (2.85)$$

$$\omega_{sl} \psi_r \tau_r = L_m i_{sq} \quad (2.86)$$

$$T_e = P \left(\frac{L_m}{L_r} \right) \psi_r i_{sq} \quad (2.87)$$

donde $\tau_r = L_r / R_r$ representa la constante de tiempo del rotor.

El par electromagnético representado por (2.87) muestra que el mismo puede controlarse modificando la corriente de referencia del estátor i_{sq} y manteniendo constante el flujo del rotor ψ_r por debajo del sincronismo. Analizando (2.85) se puede afirmar que el flujo del rotor es independiente de la corriente i_{sq} encargada de la producción del par y que el valor del flujo del rotor se determina únicamente mediante la corriente del estátor i_{sd} . Habitualmente el valor de referencia de i_{sd} es establecido a su valor nominal (referencia de flujo constante e igual al máximo posible por debajo de la velocidad de sincronismo del accionamiento electromecánico), mientras que i_{sq} es controlada independientemente. Además, como las corrientes del estátor rotan en el espacio a la velocidad de sincronismo, estas corrientes i_{sd} e i_{sq} son corrientes DC en estado estacionario, lo que facilita su regulación.

Reescribiendo (2.87) en función del deslizamiento y reemplazando i_{sq} por el obtenido de (2.86) se obtiene la siguiente ecuación:

$$T_e = P \left(\frac{\psi_r^2}{R_r} \right) \omega_{sl} \quad (2.88)$$

Para el control RFOC es necesario determinar el ángulo del flujo del rotor, y de acuerdo a la forma de determinar dicho ángulo, la estrategia RFOC puede clasificarse en dos categorías: control vectorial directo (DRFOC, del inglés *direct rotor-flux-oriented control*) y control vectorial indirecto (IRFOC). En el caso del DRFOC, dicho ángulo es medido mediante sensores de flujo insertados en el accionamiento electromecánico o estimado a partir de la medida directa de las tensiones y las corrientes, mientras que en el IRFOC el ángulo del flujo del rotor se fuerza a partir de la posición angular del rotor ϕ_r integrada de ω_r y del ángulo de deslizamiento θ_{sl} impuesto para garantizar el desacople entre la

componente de corriente de estátor que regula el flujo y el par. Teniendo en cuenta (2.79) y (2.86) se tiene:

$$\omega_{sl}^* = \frac{L_m i_{sq}^*}{\tau_r \psi_r^*} \quad (2.89)$$

$$\phi_r = \int \omega_r dt = \int (\omega + \omega_{sl}^*) dt = \theta + \int \omega_{sl}^* dt \quad (2.90)$$

Aunque ambos métodos comparten el mismo principio de funcionamiento, el IRFOC presenta una mayor sencillez, menor dependencia de los parámetros de la máquina, además de requerir un menor número de sensores, lo que ha hecho que sea la opción más popular de control vectorial. Las ventajas que presenta el IRFOC frente al DRFOC hacen que sea el esquema de control vectorial seleccionado para el desarrollo del control de velocidad utilizado en la presente Tesis.

El diagrama en bloque del RFOC para una MI de 6 fases se muestra en la **Figura 2.12**, donde se resalta tanto el método de control IRFOC como el DRFOC. El esquema de control es prácticamente idéntico al tradicional trifásico. La principal diferencia es que se utiliza una matriz de transformación para obtener los planos desacoplados para los cuales se implementan controladores de corriente. Tal como se muestra en la **Figura 2.12**, su esquema de control se basa en dos bucles de control externos encargados de la regulación de la velocidad mecánica ω_m y del flujo del rotor ψ_r , así como de una serie de bucles internos de control de corriente (comúnmente se utilizan los controladores PI), cuyo número es función del número de fases de la máquina a controlar. Su empleo proporciona al sistema una cierta robustez ante la principal desventaja de este método de control: la necesidad de conocer los parámetros de la máquina para conseguir una correcta orientación. La salida de los bucles de corriente proporciona los valores de referencia de las tensiones en el sistema de referencia $d-q$. Para el control del convertidor, por lo general, estas tensiones se suelen transformar al sistema de referencia de fase, aplicándose posteriormente algún algoritmo de modulación PWM.

La estrategia de control RFOC es el caso más estudiado en el campo del control de accionamientos multifásicos y los recientes avances en las investigaciones se centran en el control de corriente [7]. Para una MI con n de fases conectados a un único punto neutro se requieren $n - 1$ controladores de corriente para reducir el contenido de corrientes armónicas de bajo orden causado por las asimetrías y por el tiempo muerto del inversor, y para mejorar la distribución de corriente entre los bobinados de la máquina [78]-[82]. Tanto la MI simétrica de cinco fases como la asimétrica de seis fases han sido utilizadas para estudiar las características del control de corriente [78]-[80], y los resultados obtenidos se han extendido al control de corriente de máquinas síncronas de imanes permanentes [81], [82].

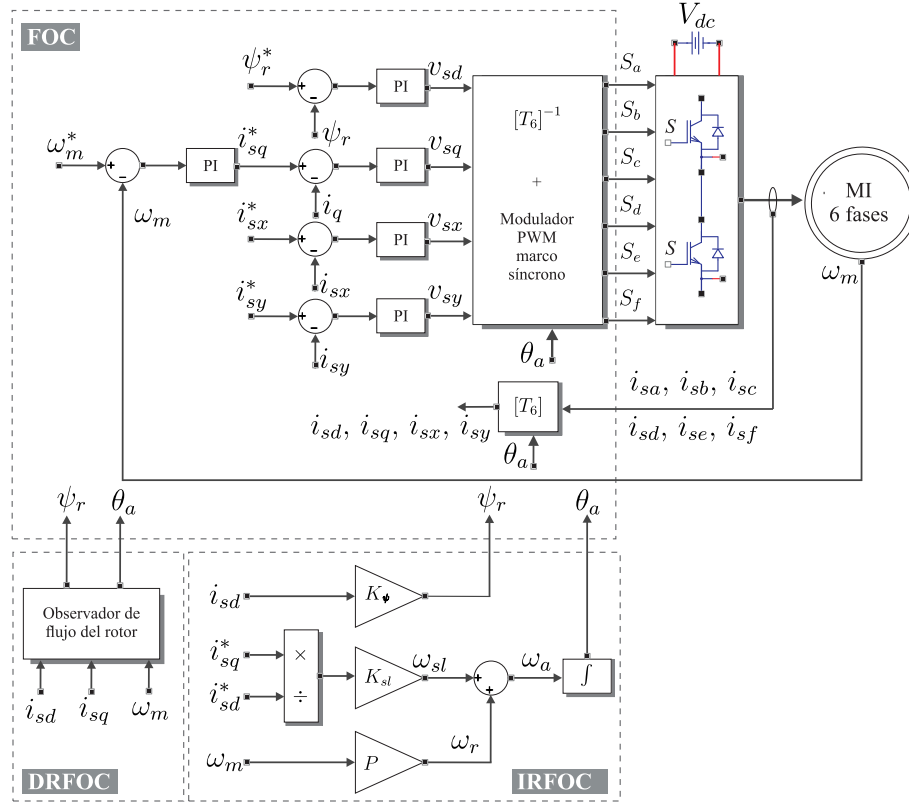


Figura 2.12 Esquemas de control vectorial aplicados a una MI de seis fases con devanado distribuido.

Otros aspectos estudiados en el control RFOC aplicado a las máquinas multifásicas se centran en el aprovechamiento de los grados de libertad extra, los cuales son utilizados para producir un flujo magnético casi rectangular en el entrehierro, mejorando la utilización del hierro y aumentando así la densidad de par producido [83], [84]. La estrategia IRFOC es la más utilizada, centrándose su estudio inicialmente en máquinas de cinco fases [85], para luego extenderse a máquinas de 7 y 11 fases [86]-[89]. La estrategia FOC ha sido recientemente extendida a los sistemas multifásicos en situación de post-falta, encontrándose numerosas investigaciones al respecto [90]-[96].

Una alternativa a los controladores internos de corriente en el IRFOC es el control predictivo, cuyos conceptos y aplicaciones al control de accionamientos eléctricos convencionales y multifásicos serán abordadas detalladamente en los siguientes apartados.

Control Predictivo

El control predictivo cubre una amplia variedad de controladores que pueden encontrar aplicaciones en el control de convertidores de potencia. La **Figura 2.13** muestra una clasificación para el control de los mismos [97], [98].

La principal característica del control predictivo se centra en el uso del modelo del sistema para predecir el comportamiento futuro de las variables controladas. Esta información es utilizada por el controlador para obtener la acción de control óptima, cumpliendo ciertos criterios de optimización predefinidos.

El criterio de optimización en el control predictivo basado en histéresis es la de mantener la variable controlada dentro de ciertos límites establecidos por el área de histéresis [99], mientras que control basado en la trayectoria las variables son forzadas a seguir una trayectoria predefinida [100]. En el control deadbeat, la acción de control óptima es la que hace que el error sea cero en el siguiente instante de muestreo [101], [102]. Un criterio mucho más flexible es atribuido al control MPC, éste es expresado como una función de costo a ser minimizada [103].

La diferencia entre este grupo de controladores predictivos radica principalmente en que el control deadbeat y el control MPC continuo utilizan moduladores PWM a fin de generar la tensión necesaria. Eso trae implícita una frecuencia de conmutación fija de los interruptores de potencia. Los demás controladores generan de forma directa las señales de conmutación de los interruptores del convertidor de potencia, generando una frecuencia de conmutación variable.

Una importante ventaja del control predictivo es que los conceptos son intuitivos y conceptualmente simples. Dependiendo del tipo de control predictivo, la implementación puede ser simple, como el caso del control deadbeat y el control MPC con horizonte finito (especialmente para un convertidor de dos niveles con un horizonte $N=1$). Sin embargo,

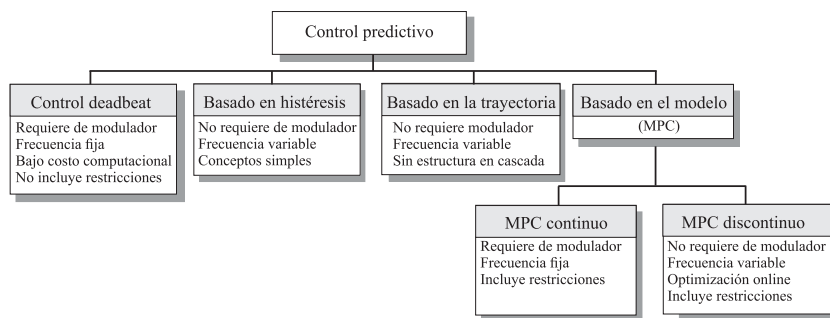


Figura 2.13 Clasificación de los métodos de control predictivo.

algunas implementaciones del MPC pueden ser más complejas si se considera el control continuo. Lo mismo ocurre en el control deadbeat, en caso de realizar variaciones de tal forma a hacerlo más robusto pueden resultar muy complejo y de difícil implementación.

Con el uso de controladores predictivos es posible evitar el uso de la estructura de control en cascada, utilizado generalmente en los esquemas de control lineal, obteniendo una rápida respuesta transitoria. Un ejemplo de esto es el control de velocidad utilizando el control predictivo basado en la trayectoria.

Las no linealidades del sistema pueden ser incluidas en el modelo, evitando la necesidad de linealizar el modelo para un punto de operación dado y mejorando el funcionamiento del sistema en todas las condiciones. También es posible incluir restricciones de algunas variables cuando se diseña el controlador. Estas ventajas pueden ser fácilmente implementadas en algunos esquemas de control como el MPC, pero son muy difíciles de obtener en esquemas tales como el control deadbeat.

Esta Tesis se basa en la aplicación de la estrategia MPC al control de la MI multifásica, cuyo principio de funcionamiento se explica a continuación.

Estrategia del MPC

Entre las técnicas avanzadas de control, esto es, más avanzadas que el control proporcional-integral-derivativo (PID), el MPC se ha implementado con éxito en aplicaciones industriales [104]-[106]. Aunque las ideas utilizadas en la técnica de control MPC fueron desarrolladas en la década de 1960 como una aplicación de la teoría de control óptimo, el interés en la industria del MPC empezó a finales de 1970 [107]. Desde entonces, la estrategia MPC ha sido aplicada con éxito en los procesos químicos industriales, donde las constantes de tiempo eran lo suficientemente grandes para ejecutar todos los cálculos necesarios. Las aplicaciones del control MPC en la electrónica de potencia pueden encontrarse desde la década de 1980, particularmente enfocado al control de sistemas de alta potencia con baja frecuencia de conmutación [99]. El uso de frecuencias de conmutación mayores no fue posible en esa época debido al elevado costo computacional requerido por el algoritmo. Sin embargo, con el aumento de la potencia de cálculo de los microprocesadores, el interés en la aplicación del control MPC en la electrónica de potencia ha aumentado considerablemente en los últimos años.

La estrategia MPC describe una amplia familia de controladores, no a una estrategia de control específica [104]. Los elementos comunes de este tipo de controladores son el uso del modelo del sistema para predecir el comportamiento futuro de las variables hasta un horizonte predefinido en el tiempo, y la selección de la acción de control óptima que minimiza una función de costo. Esta estructura tiene importantes ventajas:

- Los conceptos son intuitivos y fáciles de entender.
- Puede ser aplicado a una variedad de sistemas.
- El caso multivariable puede ser fácilmente considerado.
- Los tiempos muertos pueden ser compensados.
- Fácil inclusión de no linealidades en el modelo.
- Es posible implementar el controlador con restricciones, garantizando la estabilidad del sistema.
- El controlador resultante es fácil de implementar.
- Esta metodología es adecuada para la inclusión de modificaciones y extensiones dependiendo de aplicaciones específicas.

Sin embargo, es necesario mencionar algunas desventajas, como el gran número de cálculos, en comparación con los controladores clásicos. La calidad del modelo tiene una influencia directa en la calidad del controlador resultante, y si los parámetros del sistema varían en el tiempo, alguna adaptación o algoritmo de estimación debe ser considerada.

Las ideas básicas presentadas en la estrategia MPC son:

- El uso de un modelo para predecir el comportamiento futuro de las variables hasta un horizonte de tiempo.
- Una función de costo que representa el comportamiento deseado del sistema.
- La acción de control óptima es obtenida por medio de la minimización de una función de costo.

El modelo utilizado para la predicción es un modelo en tiempo discreto el cual puede ser expresado en el espacio de estados:

$$[x_{[k+1]}] = [\Phi] [x_{[k]}] + [\Gamma] [u_{[k]}] \quad (2.91)$$

$$[y_{[k]}] = [C] [x_{[k]}] \quad (2.92)$$

La función de costo que representa el comportamiento deseado del sistema necesita ser definido. Esta función considera las referencias, estados futuros y acciones de control futuras:

$$g_{[k+N|k]} = f([x_{[k]}], [u_{[k]}], \dots, [u_{[k+N]}]) \quad (2.93)$$

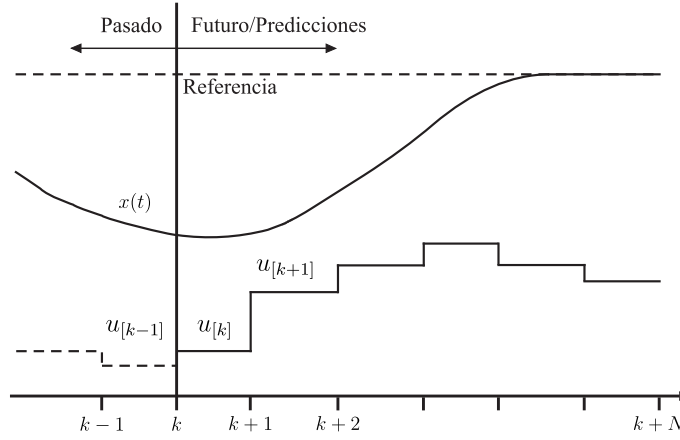


Figura 2.14 Principio de trabajo del control predictivo basado en el modelo.

La estrategia MPC es un problema de optimización que consiste en minimizar la función de costo $g_{[k+N|k]}$, para un horizonte de predicción en el tiempo predefinido N , sujeto al modelo y a las restricciones del sistema. El resultado es una secuencia de N acciones de control óptimas. El controlador sólo aplicará el primer elemento de la secuencia:

$$[u_{[k+1|k]}] = [1, 0, \dots, 0] \arg \min_u g_{[k+N|k]} \quad (2.94)$$

donde el problema de optimización se resuelve nuevamente en cada instante de muestreo, utilizando los nuevos datos medidos y obteniendo una nueva secuencia de acción de control óptima para cada instante.

El principio de operación de la técnica MPC se resume en la **Figura 2.14**. Los valores futuros de los estados del sistema son predichos hasta un horizonte de predicción predefinido $k+N$, usando el modelo del sistema y las informaciones disponibles (mediciones) hasta el instante k . La secuencia de acción de control óptima es calculada mediante la minimización de la función de costo y el primer elemento de la secuencia es aplicado. Todo este proceso es repetido nuevamente para cada instante de muestreo considerando las nuevas mediciones.

MPC aplicado a electrónica de potencia y accionamientos

Aunque la teoría del MPC se desarrolló en la década de 1970, su aplicación en la electrónica de potencia y en accionamientos electromecánicos es reciente debido a la elevada frecuen-

cia de muestreo requerida por estos sistemas. Gracias al gran avance de la microelectrónica y de los DSP disponibles en la última década, los trabajos de investigación han sido orientados a la aplicación de nuevas estrategias de control, como el MPC, en la electrónica de potencia y en accionamientos electromecánicos.

Como ya ha sido mencionado recientemente, el MPC incluye una amplia variedad de controladores y ya han sido propuestas diferentes implementaciones. Una alternativa interesante es el uso del control predictivo generalizado (GPC, del inglés *Generalized Predictive Control*), el cual permite solucionar analíticamente el problema de optimización, cuando el sistema es lineal y no incorpora restricciones, el cual provee una ley de control explícita que puede ser fácilmente implementada [108], [109]. Este esquema de control ha sido utilizado en varias aplicaciones en convertidores de potencia [110]–[112] y accionamientos electromecánicos [113]–[115].

De manera a hacer posible la implementación de la estrategia MPC en sistemas reales, considerando el poco tiempo disponible para los cálculos debido a la elevada frecuencia de muestreo, se ha propuesto realizar la mayor parte del problema de optimización off-line, utilizando la estrategia de control denominada MPC explícito. El problema de optimización del MPC se resuelve off-line considerando el modelo del sistema, restricciones y objetivos, lo cual resulta en una tabla de búsqueda que contiene la solución óptima en función de los estados del sistema. El MPC explícito ha sido aplicado al control de convertidores tales como el DC-DC e inversores trifásicos [116], y en el control de máquinas síncronas de imanes permanentes [117].

La mayoría de los esquemas GPC y MPC explícito aproxima el modelo del convertidor de potencia a un sistema lineal mediante el uso de un modulador. Esta aproximación simplifica el proceso de optimización y permite el cálculo de la acción de control en forma explícita, evitando la necesidad de la optimización on-line. Sin embargo, esta simplificación no tiene en cuenta la naturaleza discreta de los convertidores de potencia.

Las plataformas de control tales como el DSP o la FPGA (del inglés *Field Programmable Gate Array*) han sido ampliamente utilizadas en la electrónica de potencia [118]–[121]. La potencia de cálculo de estos dispositivos ha aumentado significativamente en las últimas décadas. Por ejemplo, el procesador TMS32010, utilizado alrededor de 1985 poseía la habilidad de desarrollar 6,4 millones de instrucciones por segundo (MIPS), mientras que la moderna plataforma dSPACE 1103 puede desarrollar 2500 MIPS. Gracias a la disponibilidad de estos rápidos procesadores digitales e incluyendo la naturaleza discreta de los convertidores de potencia es posible simplificar el problema de optimización, permitiendo así su implementación on-line. Considerando los estados de conmutación finitos, el cálculo on-line de la acción de control óptima es una posibilidad real. Como los estados de conmutación de los convertidores de potencia permiten

un número finito de posibles acciones de control, esta última aproximación es también denominado, en algunos trabajos, como control predictivo de estados finitos (FCS-MPC, del inglés *finite control set MPC*).

Estrategia del FCS-MPC

El problema de control del convertidor de potencia o del accionamiento puede definirse como la determinación de una acción de control apropiada $S(t)$ (generalmente los disparos del convertidor) que accionará una variable genérica del sistema $x(t)$ tan cerca como sea posible al valor deseado $x^*(t)$. Teniendo en cuenta el comportamiento cualitativo de $x(t)$ y su valor muestreado $x_{[k]}$ regularmente sobre un periodo de muestreo T_s para un sistema con un número finito de acciones de control m , como se muestra en la **Figura 2.15(a)**, donde las mediciones, cálculos y acciones de control son desarrolladas instantáneamente (caso ideal). Ya que las acciones de control o conjunto de control es un número finito S_i , con $i = 1, \dots, m$, los mismos pueden ser evaluados con los valores medidos $x_{[k]}$, en base a una función de predicción f_p , para predecir todas las posibles transiciones del sistema $\hat{x}_{i[k+1|k]} = f_p \{x_{[k]}, S_i\}$, para $i = 1, \dots, m$. Esta función de predicción es directamente obtenida del modelo discreto y los parámetros del sistema. Para determinar cual debe ser la acción de control seleccionada, una decisión o una función de costo f_g puede ser definida. Generalmente la misma está en función del valor de referencia deseado y de las predicciones $g_{i[k+1|k]} = f_g \{x_{[k+1]}^*, \hat{x}_{i[k+1|k]}\}$, para $i = 1, \dots, m$. Cabe destacar que es necesario el valor de referencia futuro $x_{[k+1]}^*$, el cual puede asumirse igual al valor actual $x_{[k]}^*$, ya que T_s es lo suficientemente pequeño en comparación con el comportamiento dinámico del sistema, y por tanto, la referencia puede considerarse constante durante T_s . Si es necesario, para sistemas altamente dinámicos, el valor de referencia futuro $x_{[k+1]}^*$ puede estimarse por medio de un método de extrapolación apropiado.

En base al ejemplo que se muestra en la **Figura 2.15(a)**, el valor predicho $\hat{x}_{3[k+1|k]}$ es el más cercano a la referencia $x_{[k+1]}^*$; por tanto, se selecciona S_3 y se aplica en $t = k$. Siguiendo el mismo criterio, se selecciona S_2 y se aplica en $t = k + 1$. Sin embargo, el caso teórico ideal en el cual las variables pueden ser medidas, predichas y controladas instantáneamente en $t = k$ no es realizable en aplicaciones en tiempo real. Sin embargo, este problema puede solucionarse si se considera una predicción a dos pasos, como se muestra en la **Figura 2.15(b)**, en el cual se determina la acción de control a ser aplicada en el siguiente instante de muestreo $S_{[k+1|k]}$. De esta forma se dispone de un periodo de muestreo completo T_s para desarrollar el algoritmo. Naturalmente el periodo de muestreo T_s debe ser mayor que la suma de los tiempos de medición, cálculos y acción de control.

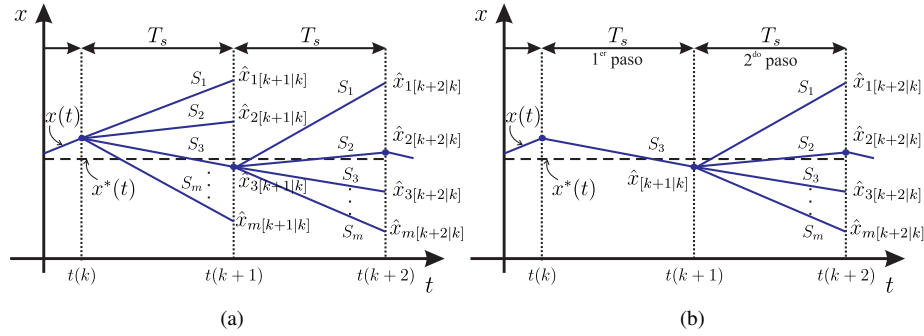


Figura 2.15 Principio de funcionamiento del FCS-MPC. (a) Caso teórico ideal. (b) Caso para implementar.

Se asume que en el instante de muestreo k se realiza la medición $x[k]$ y se aplica la acción de control previamente calculada $S[k|k-1]$. Con esta información y con el modelo del sistema, se puede realizar la primera predicción para obtener el valor futuro $x[k+1]$ (predicción considerando un horizonte $N = 1$). Luego, para el valor predicho $\hat{x}[k+1|k]$, se ejecuta el algoritmo FCS-MPC para las m posibles acciones de control, obteniendo un único valor óptimo $S[k+1|k]$ (predicción considerando un horizonte $N = 2$). Ambas predicciones se realizan durante el primer periodo de muestreo. Luego, en $t = k + 1$, se aplica la acción de control óptima seleccionada $S[k+1|k]$, mientras que se vuelve a medir $x[k+1]$ para ejecutar de nuevo el algoritmo. Tal como se muestra en la **Figura 2.15(b)**, hay sólo una predicción para el primer paso, dado por la acción de control $S[k|k-3] = S[3]$ determinado por la previa ejecución del algoritmo, mientras que $S[k+1|k] = S_2$ se selecciona de las m predicciones para el segundo paso.

Diseño del controlador

En la etapa de diseño del controlador FCS-MPC para el control de convertidores de potencia, se identifican los siguientes pasos:

- Modelar el convertidor de potencia identificando todos los posibles estados de conmutación y su relación con las tensiones/corrientes de entrada y de salida.
- Definir una función de costo que represente el comportamiento deseado del sistema.
- Obtener un modelo en tiempo discreto que permite predecir el comportamiento futuro de las variables a ser controladas.

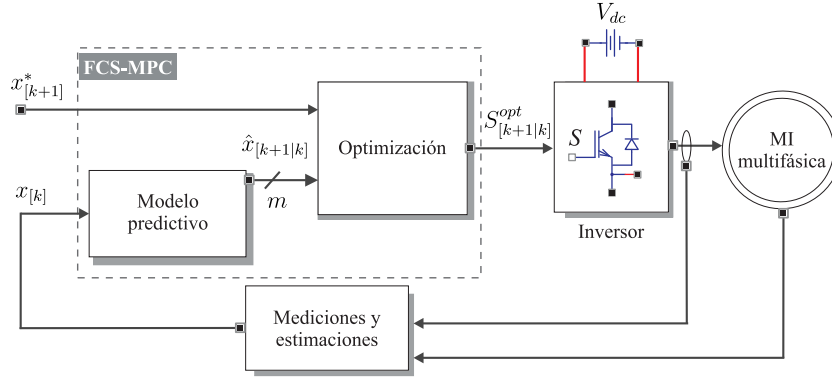


Figura 2.16 Esquema general del FCS-MPC aplicado al control de convertidores de potencia en variadores multifásicos.

La **Figura 2.16** muestra el diagrama de bloques simplificado del control FCS-MPC, considerando un sistema genérico variable $x(t)$, con un inversor genérico utilizado para alimentar una MI multifásica. El inversor posee m distintos estados de conmutación. El objetivo de control busca que la variable $x_{[k]}$ siga a la referencia $x_{[k]}^*$.

Modelo de predicción

De tal forma a implementar la estrategia FCS-MPC en los controladores digitales, es necesaria la discretización del modelo del sistema. La solución del problema de discretización depende del tipo de modelo que se utilice para capturar la dinámica del proceso, aunque el procedimiento general es prácticamente el mismo. El modelo del sistema se plantea en su forma de representación en el espacio de estados, tal como se muestra en la **Figura 2.17**.

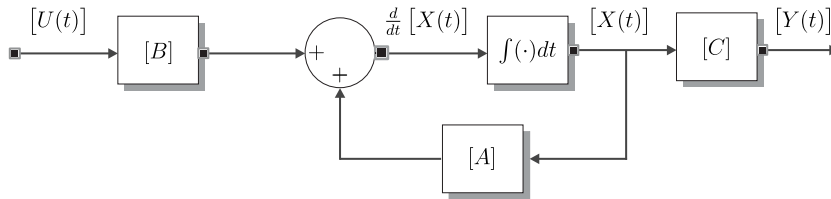


Figura 2.17 Diagrama de bloques de un sistema lineal en tiempo continuo, representado en el espacio de estados.

Las ecuaciones de estado y de salida del sistema lineal en tiempo continuo vienen dadas por el siguiente conjunto de ecuaciones:

$$\frac{d}{dt} [X(t)] = [A] [X(t)] + [B] [U(t)] \quad (2.95)$$

$$[Y(t)] = [C] [X(t)] \quad (2.96)$$

El sistema equivalente en tiempo discreto de (2.95) y (2.96) considerando que la entrada es generada mediante el retenedor de orden cero (ZOH, del inglés *zero-order hold*) se representa mediante (2.91)-(2.92) donde las matrices $[\Phi]$ y $[\Gamma]$ quedan representadas por las siguientes ecuaciones:

$$[\Phi] = e^{[A]T_s} \quad (2.97)$$

$$[\Gamma] = \int_0^{T_s} e^{[A]\tau} [B] d\tau \quad (2.98)$$

Debido a que el sistema es variante en el tiempo, los valores instantáneos de $[\Phi]$ y $[\Gamma]$ son actualizados en cada intervalo de muestreo. Existen diferentes metodologías referentes a la realización del modelo de predicción, por ejemplo, en [3] se introduce la discretización del modelo de una MI trifásica donde la solución de $e^{[A]T_s}$ se obtiene mediante una aproximación basada en el teorema de Cayley-Hamilton. Si bien el modelo introducido en [3] provee una aproximación más exacta, en especial si se lo compara con el método de Euler [122], esta última sigue siendo el método más utilizado para discretizar los sistemas continuos debido a su simplicidad. En el mismo, la discretización del modelo puede llevarse a cabo sustituyendo la derivada por el cociente de incrementos. Considerando $\frac{d}{dt} X(t) = \Delta X(t)/\Delta t$, donde $\Delta X(t)$ queda representada por siguiente ecuación:

$$\Delta X(t) = X(t) - X(t - \Delta t) \quad (2.99)$$

Teniendo en cuenta el tiempo de muestreo T_s , se define $x_{[k]} = X(k T_s)$ y tomando $\Delta t = T_s$ se tiene:

$$\frac{d}{dt} X(t) = \frac{X(t) - X(t - \Delta t)}{T_s} \quad (2.100)$$

donde puede despejarse $x_{[k]}$ que representa los estados del sistema, y puede expresarse mediante:

$$x_{[k]} \approx x_{[k-1]} + T_s \frac{d}{dt} X_{[k]} = x_{[k-1]} + T_s f(x_{[k-1]}, u_{[k-1]}) \quad (2.101)$$

Finalmente, puede obtenerse una estimación del estado futuro como corrección del estado en el instante actual a partir de la ecuación anterior, que da como resultado:

$$\hat{x}_{[k+1|k]} = x_{[k]} + T_s f(x_{[k]}, u_{[k]}) \quad (2.102)$$

Se ha considerado que el estado $x_{[k]}$ no depende del valor actual de la entrada $u_{[k]}$, lo que equivaldría a una reacción instantánea respecto a la señal de control. De esta manera, el modelo en tiempo discreto se utiliza dentro de un controlador digital para predecir salidas futuras. Para un instante de muestreo genérico k se procede del siguiente modo:

1. Se mide el estado actual $x_{[k]}$. Si alguna componente no puede ser medida, ha de ser estimada a partir de medidas auxiliares y de las otras variables de estado.
2. Se calcula la señal de control $u_{[k]}$ a ser aplicado, aunque sea de forma tentativa.
3. Se utiliza (2.102) para obtener una estimación de los estados futuros.

En el esquema de control FCS-MPC, se repiten los pasos 2 y 3 con el propósito de evaluar mediante el modelo de predicción distintos valores de la señal de control y seleccionar el que proporcione mejores resultados, de acuerdo a un criterio predefinido o función de costo, el cual se explicará a continuación.

Función de Costo

La función de costo contempla todos los aspectos que serán optimizados. En general, en cualquier sistema dinámico controlable es posible establecer diferentes funciones de costo para formular la ley de control. Los términos más comunes en una función de costo son aquellos que representan a una variable siguiendo una referencia. Algunos ejemplos son el control de corriente, control de par, control de potencia, etc. Estos términos pueden expresarse en forma general como el error entre la variable predicha y su referencia:

$$g = ||x^* - \hat{x}|| \quad (2.103)$$

donde x^* es el valor de referencia y \hat{x} es el valor predicho de la variable controlada, para un estado de conmutación dado del convertidor de potencia. La norma $|| \cdot ||$ es una

medida de la distancia entre el valor de referencia y los valores predichos, usualmente es implementado como el valor absoluto, valor cuadrático, o el valor integral del error para un periodo de muestreo:

$$g = |x^* - \hat{x}| \quad (2.104)$$

$$g = (x^* - \hat{x})^2 \quad (2.105)$$

$$g = \left| \int_k^{k+1} (x^* - \hat{x}) dt \right| \quad (2.106)$$

El error absoluto (2.104) y el error cuadrático (2.105) generan resultados similares cuando se considera sólo un término en la función de costo. Sin embargo, si la función de costo posee dos o más términos diferentes, el error cuadrático genera mejor seguimiento de referencia. La función de costo (2.106) considera la trayectoria de la variable entre los instantes k y $k + 1$, generando un valor medio del error a ser minimizado. Algunos ejemplos de objetivos de control básicos que pueden ser incluidos en la función de costo se muestran en la **Tabla 2.1**.

Variables de control	Funciones de costo	Nomenclatura
Corriente	$g_i = \hat{i}_\alpha^* - \hat{i}_\alpha + \hat{i}_\beta^* - \hat{i}_\beta $	$\hat{i}_{\alpha\beta}^*$: corrientes de referencia $\hat{i}_{\alpha\beta}$: corrientes predichas
Tensión	$g_v = v_{o\alpha}^* - \hat{v}_{o\alpha} + v_{o\beta}^* - \hat{v}_{o\beta} $	$v_{o\alpha, o\beta}^*$: corrientes de referencia de salida $\hat{v}_{o\alpha, o\beta}$: tensiones de salida predichas
Par	$g_T = T_e^* - \hat{T}_e $	T_e^* : par de referencia \hat{T}_e : par predicho
Flujo	$g_\psi = \hat{\psi}_s^* - \hat{\psi}_s $	$ \hat{\psi}_s^* $: flujo estatístico de referencia $ \hat{\psi}_s $: flujo estatístico predicho
Potencia activa	$g_P = P^* - \hat{P} $ $\hat{P} = v_{s\alpha} \hat{i}_{s\alpha} + v_{s\beta} \hat{i}_{s\beta}$	P^* : potencia activa de referencia \hat{P} : potencia activa predicha
Potencia reactiva	$g_Q = Q^* - \hat{Q} $ $\hat{Q} = v_{s\beta} \hat{i}_{s\alpha} - v_{s\alpha} \hat{i}_{s\beta}$	Q^* : potencia reactiva de referencia \hat{Q} : potencia reactiva predicha
Frecuencia de conmutación	$g_n = n_c$	n_c : número de conmutaciones necesarias para alcanzar el siguiente estado

Tabla 2.1 Objetivos de control básicos en FCS-MPC.

Aunque el objetivo principal de la función de costo es mantener el seguimiento de una variable en particular y controlar el sistema, el mismo no se limita sólo a eso, como ya ha sido explicado anteriormente. De hecho, una de las principales ventajas de la estrategia FCS-MPC es que la función de costo admite cualquier término necesario que puede

representar una predicción para otra variable, restricciones o requerimientos del sistema. Debido a que los términos pueden ser de una naturaleza física distinta (corriente, tensión, potencia reactiva, pérdidas por conmutación, par, flujo, etc.) sus unidades y magnitudes también pueden ser diferentes. Este asunto ha sido comúnmente tratado con el FCS-MPC incluyendo coeficientes de peso o factores de peso λ , para cada término de la función de costo:

$$g = \lambda_x ||x^* - \hat{x}|| + \lambda_y ||y^* - \hat{y}|| + \dots + \lambda_z ||z^* - \hat{z}|| \quad (2.107)$$

Dependiendo de la naturaleza de los términos involucrados en la formulación de la función de costo, ellos pueden clasificarse en diferentes grupos. Esta clasificación es necesaria de tal forma a facilitar la definición del procedimiento de ajuste de los factores de peso que pueden ser aplicados a funciones de costos similares. La **Tabla 2.2** muestra un resumen de las funciones de costo y sus posibles aplicaciones, cuando se utiliza más de un término en la función de costo sin factor de peso. Este es el caso más simple y debido a que sólo una variable es controlada no se necesita el factor de peso. Obsérvese que todos los términos involucrados en la función de costo se componen de variables de la misma naturaleza (misma magnitud y orden de magnitud). Además, algunos de ellos son una descomposición de un único vector en dos o más componentes.

Aplicación	Función de costo
Control de corriente de un VSI	$ i_\alpha^* - \hat{i}_\alpha + i_\beta^* - \hat{i}_\beta $
Control de potencia de un rectificador AFE	$ \hat{Q} + P^* - \hat{P} $
Control de tensión de una UPS	$(v_{c\alpha}^* - \hat{v}_{c\alpha})^2 + (v_{c\beta}^* - \hat{v}_{c\beta})^2$
Control de corriente de un VSI multifásico	$ i_\alpha^* - \hat{i}_\alpha + i_\beta^* - \hat{i}_\beta + i_x^* - \hat{i}_x + i_y^* - \hat{i}_y $

Tabla 2.2 Funciones de costo sin factores de peso.

Algunos sistemas poseen un objetivo principal u objetivo de control más importante que debe conseguirse de manera a proveer un comportamiento adecuado al sistema, y un requisito adicional que también debería cumplirse de manera a mejorar el desempeño del sistema. En este caso se tiene una función de costo con términos primarios y secundarios, donde la importancia de los términos secundarios puede variar, dependiendo de la aplicación y las necesidades específicas. Algunos ejemplos se resumen en la **Tabla 2.3**.

A diferencia del caso anterior, hay sistemas en los cuales se deben controlar varias variables simultáneamente y con igual importancia. Aquí la función de costo puede incluir varios términos con igual grado de importancia, y el factor de peso se utilizará para

Aplicación	Función de costo
Reducción de la frecuencia de conmutación	$ i_{\alpha}^* - \hat{i}_{\alpha} + i_{\beta}^* - \hat{i}_{\beta} + \lambda_{sw} \hat{n}_{sw}$
Reducción de la tensión en modo común	$ i_{\alpha}^* - \hat{i}_{\alpha} + i_{\beta}^* - \hat{i}_{\beta} + \lambda_{cm} \hat{v}_{cm} $
Reducción de la potencia reactiva	$ i_{\alpha}^* - \hat{i}_{\alpha} + i_{\beta}^* - \hat{i}_{\beta} + \lambda_Q \hat{Q} $

Tabla 2.3 Funciones de costo con términos secundarios.

compensar la diferencia de naturaleza de las variables. Este es el caso de control de par y flujo de una MI, donde ambas variables necesitan ser controladas con precisión para conseguir un desempeño adecuado del sistema [3], [22]. La **Tabla 2.4** muestra algunos ejemplos de este caso.

Aplicación	Función de costo
Control de par y flujo	$1/T_{en}^2 (T_e^* - \hat{T}_e)^2 + \lambda_{\psi} / \psi_{sn}^2 (\psi_s ^* - \hat{\psi}_s)^2$
Balance de tensión del capacitor	$1/\hat{i}_{sn} [i_{\alpha}^* - \hat{i}_{\alpha} + i_{\beta}^* - \hat{i}_{\beta}] + \lambda_{\Delta V} / V_{cn} \Delta \hat{V}_c $

Tabla 2.4 Funciones de costo con términos igualmente importantes.

Optimización

El proceso de optimización se basa en la búsqueda exhaustiva de todas las posibles realizaciones del esfuerzo de control. Esto garantiza una solución óptima al problema de optimización. Para el caso de una máquina eléctrica todas las posibles combinaciones de vectores producen una determinada tensión en el estátor, esto es equivalente también para el modelo predictivo.

Para el caso de una máquina genérica, el espacio de búsqueda dado por el conjunto de vectores posibles puede definirse como $\varepsilon = x^n$, donde x es el número de posibles estados de cada rama del convertidor, y n es el número de fases (o ramas) del convertidor. De esta forma, un convertidor trifásico de dos niveles tiene $\varepsilon = 2^3 = 8$ posibles estados de conmutación, y uno de cinco fases y dos niveles $\varepsilon = 2^5 = 32$ estados de conmutación. No obstante, en el caso de algunas configuraciones de máquinas multifásicas, es posible reducir el espacio de búsqueda de vectores aplicables gracias a la existencia de vectores redundantes. Así, si r representa el número de combinaciones redundantes, el espacio de búsqueda queda determinado por $\varepsilon = x^n - r$.

El número de vectores redundantes aumenta para las máquinas multifásicas, tal como se muestra en la **Tabla 2.5**. Teniendo en cuenta la reducción del espacio de búsqueda, es posible incrementar la velocidad en que el optimizador busca el vector óptimo, y permite en consecuencia, alcanzar frecuencias de muestreo más elevadas. En general, para el caso de las máquinas multifásicas también es posible implementar una solución subóptima restringiendo el espacio de búsqueda con el propósito de lograr una frecuencia de muestreo mayor.

Número de fases (n)	Número de vectores posibles (v)	Combinaciones no redundantes (ε)
3	8	7
5	32	31
6	64	49
7	128	127
9	512	343

Tabla 2.5 Número de vectores posibles v , y combinaciones no redundantes ε , en función del número de ramas del inversor o fases de la máquina n .

La **Figura 2.18** presenta un diagrama en función del tiempo de la ejecución del algoritmo para la estrategia FCS-MPC, el cual posee los siguientes pasos:

1. Medir y/o estimar las variables controladas.
2. Aplicar la acción de control óptima (calculada en el periodo de muestreo anterior).
3. Para cada estado de conmutación del inversor, predecir (utilizando el modelo matemático) el comportamiento de la variable $x(t)$ para el siguiente instante de muestreo $\hat{x}_{[k+1|k]}$.
4. Evaluar la función de costo, o el error para cada predicción.
5. Seleccionar el estado de conmutación de minimice la función de costo, $S_{[k+1|k]}^{opt}$, y almacenar dicho valor de tal forma que pueda ser aplicado al inversor en el siguiente instante de muestreo.

Tal como se ha demostrado en [123], es conveniente realizar la predicción a dos pasos de tal manera a reducir el efecto del retardo introducido por la implementación del FCS-MPC en una plataforma digital. Otra posibilidad de evitar el efecto del retardo es utilizando una estrategia de control que requiera una baja carga computacional. De esta forma, el vector óptimo se aplica al convertidor con un retardo despreciable antes del siguiente instante de muestreo [124].

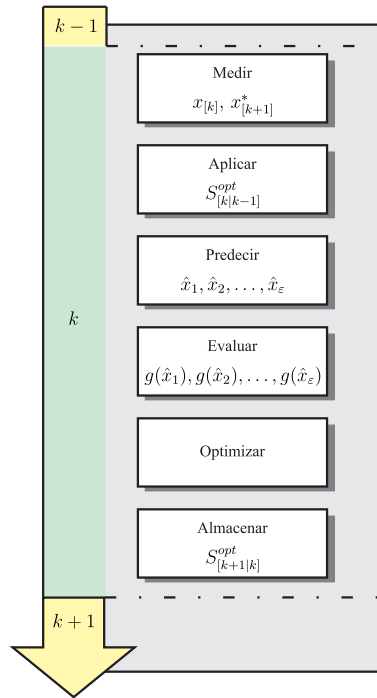


Figura 2.18 Diagrama de bloques del algoritmo FCS-MPC en función del tiempo.

2.4.2 Control Directo de Par

El DTC es un esquema de control que es conocido por su veloz respuesta de flujo y par, así como por su robustez respecto a la variación de los parámetros eléctricos de la máquina. Este esquema de control ha sido ampliamente estudiado, y las primeras publicaciones realizadas a mediados de los ochenta [125], [126] han dado lugar a dispositivos comerciales basados en los accionamientos tradicionales. Su principio de funcionamiento gravita en la selección apropiada del estado del inversor a partir de una tabla de búsqueda en función de la posición del vector de flujo del estátor y de dos señales de error (errores que se obtienen de la diferencia entre los valores de referencia y los valores estimados del flujo de estátor y el par electromagnético). Las señales de error normalmente son procesadas utilizando una estructura basada en comparadores con histéresis, con lo que se consigue controlarlos dentro de la banda de histéresis, donde el vector de tensión se selecciona típicamente de una tabla de valores óptimos de conmutación (ST-DTC, del inglés *switching table*-DTC) o mediante la imposición de una frecuencia de conmutación constante (PWM-DTC).

A pesar de la simplicidad de este tipo de control, la carencia de flexibilidad de este esquema no ha sido superada hasta la fecha, principalmente si se considera la posibilidad de

agregar otros criterios de control. Este es el caso de los accionamientos multifásicos, donde aplicar la técnica DTC es mucho más complicada de conseguir que en los accionamientos trifásicos, debido a la naturaleza intrínseca de la técnica de control. Dado que en los accionamientos trifásicos sólo hay dos corrientes independientes, y en el caso de las máquinas multifásicas, hay en principio $(n - 1)$ corrientes independientes, utilizar un único vector de tensión en cada periodo de conmutación, seleccionado únicamente en función de los requerimientos de par y flujo, puede ocasionar la aparición de corrientes no productoras de par o flujo reduciendo de esa forma su eficiencia. Por tanto, este tipo de controlador tiene la particularidad que su eficiencia disminuye cuando el número de fases y los grados de libertad aumentan.

La estrategia DTC aún no ha sido extendido al control de máquinas multifásicas con un número de fases mayor a seis [127]. Sin embargo, se ha conseguido recientemente avances en la aplicación del método ST-DTC aplicado a accionamientos multifásicos. Las investigaciones se centran en la definición de las tablas de conmutación para las MI simétricas de cinco fases y asimétricas de seis fases y en la reducción de las tensiones estáticas en los planos secundarios de manera a minimizar las componentes de corrientes del estátor en los planos que no producen par electromagnético [128]. La mejora obtenida se analiza también a baja velocidad en [129]. A la fecha se ha avanzado en estudios teóricos, tales como en [130], donde el método ST-DTC es extendido y generalizado para una MI de n fases. Otros estudios teóricos se centran en el ST-DTC aplicado al control de una MI simétrica de cinco fases ante la presencia de fallas [131], [132].

2.4.3 Control Predictivo de Par

Una alternativa al DTC en el control de MI multifásicas es el PTC propuesto en [22], donde se utiliza la estrategia FCS-MPC para desarrollar un variador de velocidad para accionamientos de cinco fases basados en máquinas con bobinados distribuidos. El esquema del control se muestra en la **Figura 2.19**.

La estrategia propuesta modifica el control predictivo para conseguir la regulación del par y del flujo de forma similar a la que haría un controlador de tipo DTC. Con esto se pretende su uso en aplicaciones que requieran una combinación de elevada velocidad de respuesta y un buen desempeño. Esquemas similares han sido aplicados en accionamientos trifásicos, para los cuales esta estrategia ha reportado buena respuesta de par y flujo en detrimento a una elevada carga computacional [3], [133]–[135]. Sin embargo, y para el caso multifásico, ofrecen como ventaja adicional su simplicidad frente al algoritmo DTC, que presenta dificultad en su extensión de tres a cinco o más fases. El control predictivo

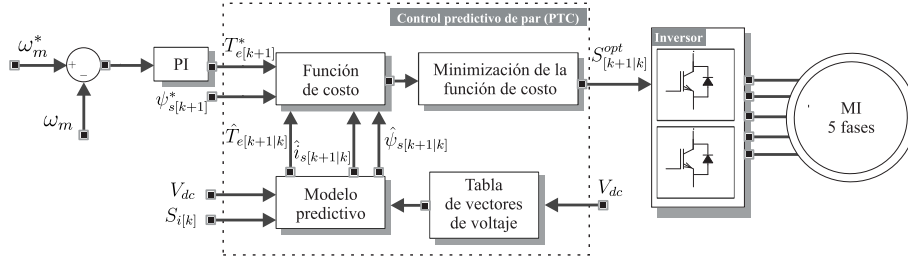


Figura 2.19 Diagrama de bloques del algoritmo PTC aplicado a la MI multifásica propuesto en [22].

se muestra, por el contrario, mucho más flexible cuando se extienden al caso multifásico, requiriendo fundamentalmente de una redefinición de la función de costo empleada.

De manera a mejorar la eficiencia del método propuesto en [22] se ha redefinido el modelo predictivo del sistema, así como la simplificación de su carga computacional utilizando ciertas constantes obtenidas off-line que favorecen la implementación en tiempo real. La función de costo ha sido definida teniendo en cuenta el error de la magnitud del flujo de estátor y del par electromagnético. A estos errores se les ha aplicado como factor de penalización el recíproco de los valores nominales del flujo y del par, respectivamente, de manera que la función de costo calcula el error normalizado de cada variable. Con esta función de costo se obtiene un buen seguimiento en el flujo y par, con lo que se consigue que la repuesta de velocidad evaluada por medio de simulaciones sea suficientemente rápida. Sin embargo, los resultados obtenidos no muestran una técnica de control adecuada para su implementación en un sistema real puesto que al realizar el control de par y flujo solamente se consigue abarcar a dos grados de libertad de los $(n - 1)$ disponibles en la máquina de n fases con conexionado en estrella. Cuando los demás grados de libertad no son controlados, se obtiene un gran deterioro en el desempeño del controlador, caracterizado por la presencia de altas distorsiones en las corrientes de estátor [136], [137]. Otro inconveniente importante aparece durante las respuestas transitorias requeridas ante la presencia de cambios bruscos en la referencia de velocidad, en los cuales pueden producirse corrientes muy elevadas. Todos estos inconvenientes fueron mitigados, redefiniendo convenientemente la función de costo final, que permitió la obtención de resultados experimentales prometedores. Por tanto, la función de costo normalizada aplicada de forma experimental para el PTC es la siguiente:

$$g_{[k+1|k]} = \frac{\left(T_{e[k+1]}^* - \hat{T}_{e[k+1|k]}\right)^2}{T_n^2} + \frac{\left(|\psi_{s[k+1]}^*| - |\hat{\psi}_{s[k+1|k]}|\right)^2}{\psi_{sn}^2} + \frac{\left(0 - |\hat{i}_{sy[k+1|k]}|\right)^2}{i_{sn}^2} + \lambda_{\alpha\beta} \left(|\hat{i}_{s\alpha\beta[k+1|k]}| > i_{\alpha\beta-max}\right) \quad (2.108)$$

donde los dos primeros términos penalizan al error de seguimiento entre los valores de referencia y estimados por el modelo predictivo de par electromagnético y de flujo de estátor. Para conseguir mayor eficiencia se han incluido dos términos adicionales. El primero penaliza la corriente en el plano $x - y$, con el fin de reducir el contenido de armónicos de bajo orden, mientras que el último término corresponde al de protección de sobrecorrientes. Los tres primeros términos afectan en cada iteración a la función de costo y fueron normalizados utilizando los valores de par (T_n), flujo de estátor (ψ_{sn}) y corriente (i_{sn}) nominales, respectivamente. No obstante, el término de protección de sobrecorrientes utiliza un operador binario por lo que sólo afectará a la función de costo cuando la predicción de corriente en el plano $\alpha - \beta$ sea superior al máximo permitido ($i_{\alpha\beta-max}$). El factor de penalización empleado en este último caso ($\lambda_{\alpha\beta}$) consiste en un valor muy alto, de forma que los estados que no cumplan con esta condición nunca sean seleccionados por el controlador.

El control PTC ha sido comparado con las técnicas FOC y DTC para los casos de tres y cinco fases en [22], [138], [139], donde se ha concluido que la estrategia PTC ofrece respuesta más rápida tanto del control del par y de la velocidad y con menor sobrepico que el FOC y DTC, aunque las corrientes de fase poseen mayor rizado que el FOC y DTC debido a la frecuencia de conmutación variable propia de la técnica FCS-MPC y menor rizado de par que el DTC.

2.4.4 Control Sensorless

En el control sensorless se evita el uso del sensor que mide la velocidad mecánica de la máquina. Controlar MI sin sensores es atrayente tanto económica como tecnológicamente. Reduce complejidad del hardware y el menor costo del sistema es la ventaja más importante, seguida por eliminación del cable del sensor, mejor inmunidad al ruido, incremento de la fiabilidad y menos requerimientos de mantenimiento. La operación en ambientes hostiles a menudo hace obligatorio el uso de máquinas sin sensores de velocidad.

Aunque la aplicación del control sensorless en sistemas convencionales trifásicos está bien establecida en la literatura [140]-[142], las investigaciones y aportaciones del control sensorless aplicadas en sistemas multifásicos es escasa y la mayoría de los aportes se centran en adaptaciones de los métodos convencionales. En [143] la estimación de la velocidad en la estrategia MRAS es utilizada junto con el IRFOC en una MI de cinco fases. Otros estudios extienden otros métodos de control como el DTC en [144] aplicado a una MI de cinco fases o en [145] donde además de estudiar el DTC en una máquina de seis fases de imanes permanentes la velocidad se estima mediante el filtro de Kalman

extendido (EKF, del inglés *extended Kalman filter*). Además, en [146] se estudia el control sensorless junto con la inyección de señales de tensión de alta frecuencia en los planos secundarios en máquina de 9 fases de imanes permanentes. En el caso de los sistemas multifásicos en situación de post-falta, el control sensorless ha sido estudiado en [147], donde una de las fases está abierta mientras que la estimación de la velocidad se realiza a partir de un modelo adaptativo.

2.5 Resumen

En el presente capítulo se ha introducido el trabajo de investigación desempeñado en esta Tesis Doctoral, centrada en el desarrollo de variadores de altas prestaciones aplicado a los accionamientos multifásicos. Se ha presentado las ventajas que poseen las máquinas multifásicas y que justifican su uso en aplicaciones donde se requieren elevada potencia y alta fiabilidad. Se ha analizado el modelado matemático de las máquinas multifásicas. Se ha presentado las diferentes técnicas de control aplicados a las máquinas multifásicas, siendo el controlador más estudiado el FOC, introduciéndose en detalle la estrategia del control predictivo, mostrando los conceptos básicos y su aplicación a los convertidores de potencia para el control de las máquinas de inducción multifásicas. En ese contexto, se analizó la estrategia FCS-MPC, las consideraciones para elegir la función de costo y el proceso de optimización. A partir del análisis realizado es posible concluir que la exactitud del modelo tiene una influencia directa en la calidad del controlador resultante. En cuanto a las aplicaciones del FCS-MPC al control de máquinas multifásicas, se ha puesto en manifiesto que el PCC es el caso más estudiado. Todas las implementaciones del PCC están basadas en su representación en espacios de estados y consideran las corrientes del estátor y del rotor como variables de estado. Como las corrientes del rotor no son medibles en las MI, éstas deben ser estimadas. La principal contribución de esta Tesis Doctoral es la aplicación de estimadores de estado al PCC, empleándose en la estimación de las variables rotóricas.

CAPÍTULO 3

ESTIMADORES DE ESTADO EN EL CONTROL PREDICTIVO DE CORRIENTE EN MÁQUINAS MULTIFÁSICAS: ANÁLISIS Y VIABILIDAD

In this chapter, the contribution in relation with the viability of the rotor current estimators in the predictive current control of multiphase machines is presented. The effectiveness of proposed methods is verified by a set of comparative simulation and experimental results obtained by using a six-phase induction machine as well as a five-phase induction machine. Non Spanish readers are referred to Appendix A to have a clearer idea of the work.

El presente capítulo se centra en el análisis de viabilidad del uso de estimadores de estado en el PCC aplicado a máquinas multifásicas. Para ello se analiza, tanto a nivel de simulaciones como experimentalmente, distintos estimadores de estado aplicados al accionamiento multifásico. En la **Sección 3.1** se realiza la representación en el espacio de estados de la máquina multifásica. Posteriormente, en la **Sección 3.2** se analiza primeramente la estrategia de estimación convencional basada en las ecuaciones dinámicas del accionamiento, para luego explicar los métodos propuestos como aportación en el

marco de esta Tesis Doctoral; el observador de Luenberger y el filtro de Kalman. En la **Sección 3.3** se realiza el estudio teórico mediante simulaciones paramétricas de los métodos de estimación de las variables rotóricas en el PCC aplicado a la MI de cinco y seis fases. En la **Sección 3.4** se validan experimentalmente los estimadores en el PCC aplicado a una MI simétrica de cinco fases. Finaliza el capítulo con las conclusiones más relevantes del mismo.

3.1 Modelo de la Máquina en Variables de Estado

Para realizar el modelado matemático utilizando la representación en el espacio de estado, primeramente se debe seleccionar convenientemente las variables de estado del accionamiento. En este caso se selecciona como variables de estado a las corrientes del estátor y del rotor en los planos $\alpha - \beta$ y $x - y$. Para ello, se realiza las transformaciones de las ecuaciones en el marco de referencia general a los planos $\alpha - \beta$ y $x - y$. Para el caso de la MI simétrica de cinco fases alimentada por el VSI descrito en la **Sección 2.2.2** cuyo diagrama esquemático se muestra en la **Figura 3.1**, las tensiones de fase se definen mediante (2.7) mientras que las tensiones en los planos $\alpha - \beta$, $x - y$ y z se representan mediante (2.8).

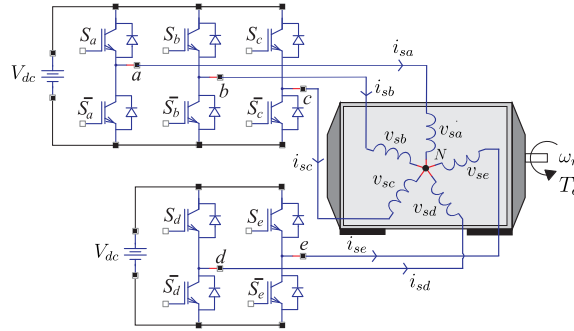


Figura 3.1 Diagrama esquemático del convertidor pentafásico aplicado a una MI simétrica de cinco fases.

Análogamente, para el caso de la MI asimétrica de seis fases, alimentada mediante el VSI detallado en la **Sección 2.2.3** cuyo diagrama esquemático se muestra en la **Figura 3.2**, las tensiones de fase se representan por medio de (2.19) mientras que las tensiones en los planos $\alpha - \beta$, $x - y$ y $z_1 - z_2$ se representan mediante (2.20).

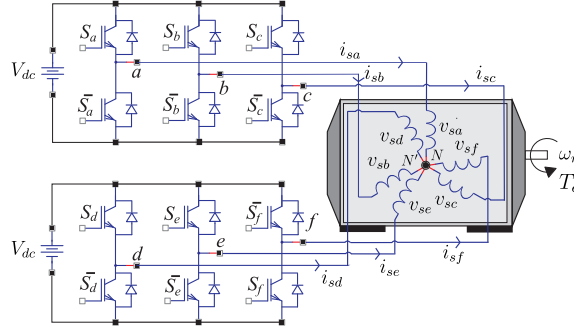


Figura 3.2 Diagrama esquemático del convertidor hexafásico aplicado a una MI asimétrica de seis fases.

Cabe destacar que los modelos en variables de estado para la MI de cinco y seis fases son idénticos, si se considera sólo los planos $\alpha - \beta$ y $x - y$, descartando las componentes homopolares.

Considerando a las corrientes del estátor en los planos $\alpha - \beta$ y $x - y$ y a las corrientes del rotor en el plano $\alpha - \beta$ como variables de estado $x_1 = i_{s\alpha}$, $x_2 = i_{s\beta}$, $x_3 = i_{sx}$, $x_4 = i_{sy}$, $x_5 = i_{r\alpha}$ y $x_6 = i_{r\beta}$, las ecuaciones que se obtienen pueden escribirse de la siguiente manera:

$$\frac{d}{dt}(x_1) = -R_s c_2 x_1 + c_4 (M \omega_r x_2 + R_r x_5 + L_r \omega_r x_6) + c_2 u_1 \quad (3.1a)$$

$$\frac{d}{dt}(x_2) = -R_s c_2 x_2 + c_4 (-M \omega_r x_1 - L_r \omega_r x_5 + R_r x_6) + c_2 u_2 \quad (3.1b)$$

$$\frac{d}{dt}(x_3) = -R_s c_3 x_3 + c_3 u_3 \quad (3.1c)$$

$$\frac{d}{dt}(x_4) = -R_s c_3 x_4 + c_3 u_4 \quad (3.1d)$$

$$\frac{d}{dt}(x_5) = -R_s c_4 x_1 + c_5 (-M \omega_r x_2 - R_r x_5 - L_r \omega_r x_6) - c_4 u_1 \quad (3.1e)$$

$$\frac{d}{dt}(x_6) = -R_s c_4 x_2 + c_5 (M \omega_r x_1 + L_r \omega_r x_5 - R_r x_6) - c_4 u_2 \quad (3.1f)$$

donde los coeficientes c_i para $i = 1, \dots, 5$, se definen como $c_1 = L_s L_r - M^2$, $c_2 = \frac{L_r}{c_1}$, $c_3 = \frac{1}{L_{ls}}$, $c_4 = \frac{M}{c_1}$ y $c_5 = \frac{L_s}{c_1}$, mientras que el vector de entrada corresponde a las tensiones aplicadas al estátor $u_1 = v_{s\alpha}$, $u_2 = v_{s\beta}$, $u_3 = v_{sx}$ y $u_4 = v_{sy}$.

Luego, reescribiendo (3.1) y considerando las ecuaciones de estado y de salida del sistema en tiempo continuo descritas por (2.95) y (2.96), donde el vector de entrada es $[U(t)] = [u_1, u_2, u_3, u_4]^T$, el vector de estado es $[X(t)] = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6]^T$ y el vector de salida es $[Y(t)] = [x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6]^T$. Los coeficientes de la matriz

$[A]$ de la ecuación (2.95) se definen según las siguientes ecuaciones: $a_{s2} = R_s c_2$, $a_{s3} = R_s c_3$, $a_{s4} = R_s c_4$, $a_{r4} = R_r c_4$, $a_{r5} = R_r c_5$, $a_{l4} = L_r c_4 \omega_r$, $a_{l5} = L_r c_5 \omega_r$, $a_{m4} = M c_4 \omega_r$, $a_{m5} = M c_5 \omega_r$. Las matrices $[A]$ y $[B]$ representan la dinámica de accionamiento eléctrico, que para el conjunto de variables de estado seleccionadas son:

$$[A] = \begin{bmatrix} -a_{s2} & a_{m4} & 0 & 0 & a_{r4} & a_{l4} \\ -a_{m4} & -a_{s2} & 0 & 0 & -a_{l4} & a_{r4} \\ 0 & 0 & -a_{s3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -a_{s3} & 0 & 0 \\ a_{s4} & -a_{m5} & 0 & 0 & -a_{r5} & -a_{l5} \\ a_{m5} & a_{s4} & 0 & 0 & a_{l5} & -a_{r5} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

$$[B] = \begin{bmatrix} c_2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_3 & 0 \\ -c_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -c_4 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

La ecuación que relaciona el par y los coeficientes mecánicos con respecto a la velocidad se define mediante (2.36) o (2.37), mientras que el par electromagnético queda definido particularizando (2.57) para el plano $\alpha - \beta$ y (2.69) o (2.70) para el plano $d - q$.

A partir del modelo en tiempo continuo y utilizando el método de discretización de Euler descrito en la **Sección 2.4.1**, es posible obtener el modelo del accionamiento en tiempo discreto. Las ecuaciones que se obtienen pueden escribirse de la siguiente manera:

$$\hat{X}_{[k+1|k]} = [X_{[k]}] + T_s ([A] [X_{[k]}] + [B] [U_{[k]}]) \quad (3.4)$$

La evolución de las variables de estado puede representarse por medio de las siguientes ecuaciones derivadas de (3.4):

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \hat{X}_{a[k+1|k]} \\ \hat{X}_{b[k+1|k]} \\ \hat{X}_{c[k+1|k]} \end{bmatrix}}_{\hat{X}_{[k+1|k]}} = \underbrace{\begin{bmatrix} [\Phi_{11}] & [\Phi_{12}] & [\Phi_{13}] \\ [\Phi_{21}] & [\Phi_{22}] & [\Phi_{22}] \\ [\Phi_{31}] & [\Phi_{32}] & [\Phi_{33}] \end{bmatrix}}_{[\Phi]} \underbrace{\begin{bmatrix} [X_{a[k]}] \\ [X_{b[k]}] \\ [X_{c[k]}] \end{bmatrix}}_{[X_{[k]}]} + \underbrace{\begin{bmatrix} [\Gamma_1] \\ [\Gamma_2] \\ [\Gamma_3] \end{bmatrix}}_{[\Gamma]}^T \underbrace{\begin{bmatrix} [U_1[k]] \\ [U_2[k]] \\ [U_1[k]] \end{bmatrix}}_{[U_{s[k]}}} \quad (3.5)$$

$$Y_{[k]} = \underbrace{\begin{bmatrix} [I] & [I] & [0] \end{bmatrix}}_{[C]} \underbrace{\begin{bmatrix} [X_{a[k]}] \\ [X_{b[k]}] \\ [X_{c[k]}] \end{bmatrix}}_{[X_{[k]}]} \quad (3.6)$$

donde $[X_{a[k]}] = [i_{s\alpha[k]}, i_{s\beta[k]}]^T$ y $[X_{b[k]}] = [i_{sx[k]}, i_{sy[k]}]^T$ son los vectores que contienen las corrientes estáticas directamente medidas en los planos $\alpha - \beta$ y $x - y$, respectivamente, $[X_{c[k]}] = [i_{r\alpha[k]}, i_{r\beta[k]}]^T$ es la variable de estado que no puede ser medida y debe ser estimada, mientras que $[I]$ representa la matriz identidad. Las matrices de entrada se representan mediante $[U_{1[k]}] = [v_{s\alpha[k]}, v_{s\beta[k]}]^T$ y $[U_{2[k]}] = [v_{sx[k]}, v_{sy[k]}]^T$. Así también los valores de las matrices $[\Phi]$ y $[\Gamma]$ quedan definidos de la siguiente manera:

$$[\Phi] = \begin{bmatrix} (1 - a_{s2}) & T_s a_{m4} & \vdots & 0 & 0 & \vdots & T_s a_{r4} & T_s a_{l4} \\ -T_s a_{m4} & (1 - a_{s2}) & \vdots & 0 & 0 & \vdots & -T_s a_{l4} & T_s a_{r4} \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \vdots & (1 - T_s a_{s3}) & 0 & \vdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \vdots & 0 & (1 - T_s a_{s3}) & \vdots & 0 & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ T_s a_{s4} & -T_s a_{m5} & \vdots & 0 & 0 & \vdots & (1 - a_{r5}) & -T_s a_{l5} \\ T_s a_{m5} & T_s a_{s4} & \vdots & 0 & 0 & \vdots & T_s a_{l5} & (1 - a_{r5}) \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

$$[\Gamma] = \begin{bmatrix} T_s c_2 & 0 \\ 0 & T_s c_2 \\ \dots & \dots \\ T_s c_3 & 0 \\ 0 & T_s c_3 \\ \dots & \dots \\ -T_s c_4 & 0 \\ 0 & -T_s c_4 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Por otro lado, tal como ha sido señalado anteriormente, dado que el tiempo de ejecución del algoritmo del PCC es comparable con el periodo de muestreo, además los dispositivos electrónicos de potencia utilizados para el control introducen retardos en la línea de control,

es conveniente calcular en el instante (k) el esfuerzo de control que debería aplicarse en el instante ($k + 2$) para minimizar el efecto de los retardos en la línea de control. Para ello se utiliza (3.5) para realizar la segunda predicción de la corriente del estátor según las siguientes ecuaciones:

$$\begin{bmatrix} \hat{X}_{a[k+2|k]} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{11} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{X}_{a[k+1|k]} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_{13} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{X}_{c[k+1|k]} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Gamma_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{1[k+1]} \end{bmatrix} \quad (3.9a)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{X}_{b[k+2|k]} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{X}_{b[k+1|k]} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Gamma_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_{2[k+1]} \end{bmatrix} \quad (3.9b)$$

En la descripción del sistema en variables de estado sólo pueden ser medidas las corrientes del estátor, las tensiones y la velocidad mecánica. Sin embargo, la corriente del rotor no puede ser medida directamente. Esta dificultad puede ser solventada mediante la estimación de la corriente del rotor utilizando el concepto de estimadores de estado.

3.2 Estimadores de Estado

El uso de estimadores en el control de MI multifásicas puede ser tanto de orden completo como de orden reducido. La observación de estado de orden completo significa que se estiman todas las variables de estado, sin importar si algunas de ellas se encuentran disponibles para la medición directa. Sin embargo, cuando sólo se requiere la observación de las variables de estado no medibles, pero no de aquellas directamente medibles, se debe implementar una estrategia de estimación diferente. La observación de las variables de estado no medibles, además de algunas (no todas) de las variables de estado medibles, se conoce como observación de estado de orden reducido. Para el caso de estudio que aborda esta Tesis, con el estimador de orden completo se puede estimar las corrientes del estátor y del rotor por medio de la medición de las tensiones, corrientes del estátor y la velocidad [148], mientras que el estimador de orden reducido permite estimar las corrientes del rotor utilizando sólo las mediciones de las tensiones, corrientes del estátor y la velocidad. A continuación se explica primeramente la técnica de estimación basado en las ecuaciones de estado de la MI.

3.2.1 Estimador Convencional

La técnica de estimación de las corrientes del rotor basada en las ecuaciones dinámicas (en adelante PCC- E_1) de la MI multifásica fue desarrollada en [10], y luego ha sido utilizada con éxito en las implementaciones del PCC aplicado a los accionamientos multifásicos [11]-[17]. Debido a que el esquema del PCC utilizado en la presente Tesis

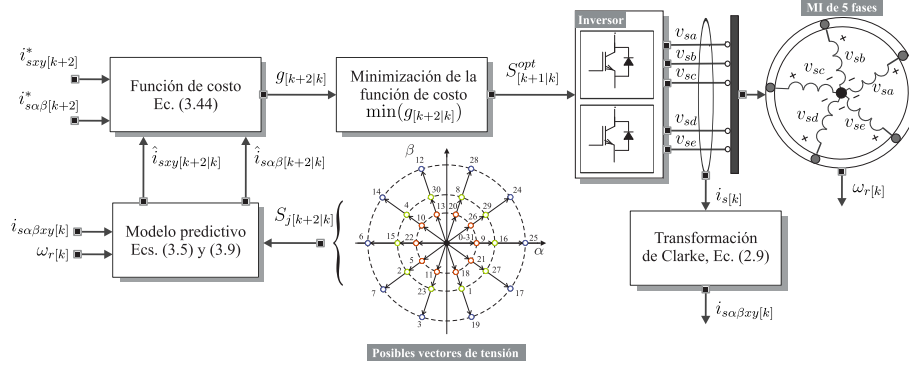


Figura 3.3 Técnica de control predictivo de corriente aplicado a la MI simétrica de cinco fases.

Doctoral es válido tanto para la MI simétrica de cinco fases como para la MI asimétrica de seis fases, con la única diferencia que las matrices de transformación $[C]$ varían para cada caso, la **Figura 3.3** se muestra la estrategia PCC-E₁ aplicada a una MI de cinco fases, donde las ecuaciones que se implementan en el estimador on-line convencional se deducen a continuación.

Partiendo de (3.5) y (3.6), se puede obtener los siguientes resultados más detallados del accionamiento multifásico:

$$\hat{i}_{s\alpha}[k+1|k] = (1 - a_{s2})i_{s\alpha}[k] + T_s a_{m4}i_{s\beta}[k] + T_s c_2 v_{s\alpha}[k] + T_s \underbrace{(a_{r4}i_{r\alpha}[k] + a_{l4}i_{r\beta}[k])}_{\chi_{s\alpha}[k]} \quad (3.10)$$

Haciendo $a_{r4}i_{r\alpha}[k] + a_{l4}i_{r\beta}[k] = \chi_{s\alpha}[k]$ e introduciendo en (3.10) se obtiene:

$$\hat{i}_{s\alpha}[k+1|k] = \underbrace{(1 - a_{s2})i_{s\alpha}[k] + T_s a_{m4}i_{s\beta}[k] + T_s c_2 v_{s\alpha}[k]}_{m_{\alpha}[k]} + \underbrace{T_s \chi_{s\alpha}[k]}_{p_{\alpha}[k]} \quad (3.11)$$

De forma análoga se obtiene la siguiente ecuación:

$$\hat{i}_{s\beta}[k+1|k] = -T_s a_{m4}i_{s\alpha}[k] + (1 - a_{s2})i_{s\beta}[k] + T_s c_2 v_{s\beta}[k] + T_s \underbrace{(-a_{l4}i_{r\alpha}[k] + a_{r4}i_{r\beta}[k])}_{\chi_{s\beta}[k]} \quad (3.12)$$

definiendo $-a_{l4}i_{r\alpha}[k] + a_{r4}i_{r\beta}[k] = \chi_{s\beta}[k]$, la ecuación (3.12) puede reescribirse de la siguiente manera:

$$\hat{i}_{s\beta}[k+1|k] = \underbrace{-T_s a_{m4}i_{s\alpha}[k] + (1 - a_{s2})i_{s\beta}[k] + T_s c_2 v_{s\beta}[k]}_{m_{\beta}[k]} + \underbrace{T_s \chi_{s\beta}[k]}_{p_{\beta}[k]} \quad (3.13)$$

De manera a simplificar las expresiones anteriores y con el propósito de visualizar las variables medibles y no medibles, se definen, por un lado, $[m_{[k]}] = [m_{\alpha[k]}, m_{\beta[k]}]^T$ y por otro, $[p_{[k]}] = [p_{\alpha[k]}, p_{\beta[k]}]^T$ de la siguiente manera:

$$m_{\alpha[k]} = (1 - a_{s2})i_{s\alpha[k]} + T_s a_{m4} i_{s\beta[k]} + T_s c_2 v_{s\alpha[k]} \quad (3.14)$$

$$m_{\beta[k]} = -T_s a_{m4} i_{s\alpha[k]} + (1 - a_{s2})i_{s\beta[k]} + T_s c_2 v_{s\beta[k]} \quad (3.15)$$

$$p_{\alpha[k]} = T_s \chi_{s\alpha[k]} \quad (3.16)$$

$$p_{\beta[k]} = T_s \chi_{s\beta[k]} \quad (3.17)$$

Por lo tanto, simplificando (3.11) y (3.13) mediante (3.14)-(3.17) se obtiene:

$$\hat{i}_{s\alpha[k+1|k]} = m_{\alpha[k]} + \hat{p}_{\alpha[k]} \quad (3.18)$$

$$\hat{i}_{s\beta[k+1|k]} = m_{\beta[k]} + \hat{p}_{\beta[k]} \quad (3.19)$$

Analizando (3.18) y (3.19), las cuales establecen una predicción de la corriente del estátor en el plano $\alpha - \beta$ para un instante de muestreo $k + 1$ utilizando las mediciones del instante de muestra k . Se puede notar que el término $m_{[k]}$ contiene las variables medibles de la MI multifásica, como las corrientes del estátor, la velocidad del rotor y las tensiones del estátor, mientras que el término $p_{[k]}$ contiene las variables no medibles del accionamiento, que para este caso particular son las corrientes del rotor en el plano $\alpha - \beta$. Por lo tanto, para resolver las ecuaciones resulta necesario obtener una estimación del valor de $\hat{p}_{[k]}$, debido a que las corrientes del rotor son estados no medibles del sistema. Esto puede resolverse mediante (3.20) y (3.21):

$$\hat{p}_{\alpha[k|k]} = \hat{p}_{\alpha[k-1]} = i_{s\alpha[k]} - m_{\alpha[k-1]} \quad (3.20)$$

$$\hat{p}_{\beta[k|k]} = \hat{p}_{\beta[k-1]} = i_{s\beta[k]} - m_{\beta[k-1]} \quad (3.21)$$

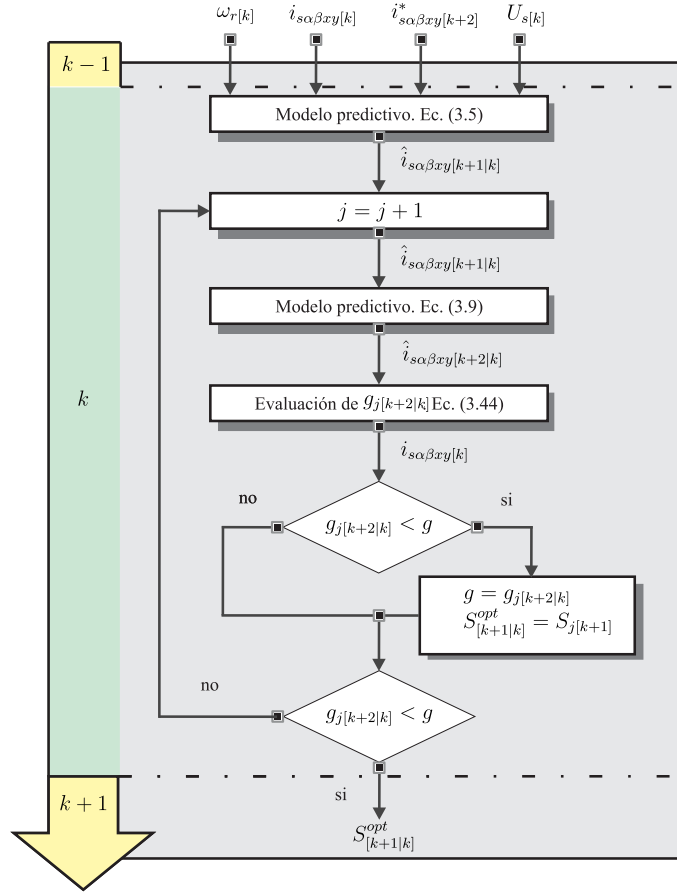


Figura 3.4 Diagrama de bloques del algoritmo PCC-E₁ en función del tiempo.

De igual manera, se puede tomar los valores iniciales nulos $\hat{p}_{\alpha[0]} = 0$ y $\hat{p}_{\beta[0]} = 0$ y luego considerar la fórmula recurrente dada por las ecuaciones:

$$\hat{p}_{\alpha[k|k]} = \hat{p}_{\alpha[k-1]} + \left(i_{s\alpha[k]} - \hat{i}_{s\alpha[k|k-1]} \right) \quad (3.22)$$

$$\hat{p}_{\beta[k|k]} = \hat{p}_{\beta[k-1]} + \left(i_{s\beta[k]} - \hat{i}_{s\beta[k|k-1]} \right) \quad (3.23)$$

Las ecuaciones (3.22) y (3.23) conforman el modelo de estimación de las componentes rotóricas. Posteriormente, las ecuaciones (3.18) y (3.19) son utilizadas para realizar la segunda predicción que queda representada por (3.9).

De manera a dejar claro el funcionamiento, la **Figura 3.4** resume el algoritmo del controlador PCC-E₁, donde las entradas para el algoritmo son las corrientes del estátor y la velocidad del rotor medidas en el instante k , el valor de referencia de la corriente del estátor en el instante $k + 2$ y el valor de las tensiones del estátor correspondientes a la combinación óptima obtenidas en el instante de muestro anterior $k - 1$.

3.2.2 Estimador Basado en el Observador de Luenberger

Una de las técnicas de estimación mejor establecida y más estudiada se basa en la teoría de estimadores introducida por David G. Luenberger [149], [150]. La mayoría de los estimadores propuestos para MI utilizan el esquema FOC. Sin embargo, se ha demostrado que el FOC ofrece un desempeño satisfactoriamente robusto y efectivo sin necesidad de utilizar métodos complejos de estimación de flujo. Por otro lado, el FCS-MPC es altamente sensible a los errores de predicción [151] que pueden derivarse, entre otros motivos, de los desajustes de los parámetros de la MI [152]. En la **Figura 3.5** se muestra el control de modo deslizante utilizando estimadores de orden completo y de orden reducido para la estimación del flujo y del par en el control predictivo de par de una MI propuesto en [153]. El controlador predictivo de corriente robusto con estimación de las perturbaciones también se propone en [154], donde el LO se diseña para estimar los desajustes de los parámetros y las incertidumbres del modelo que afectan al desempeño del PCC. Las ganancias del estimador de las perturbaciones se determinan mediante la técnica del lugar geométrico de las raíces, y la estabilidad del estimador de las perturbaciones se analiza en presencia de errores en los parámetros del filtro inductivo. En [155] se aplica una ley de control predictivo no lineal con un estimador de perturbación para realizar el seguimiento de la velocidad y del flujo en una MI, considerando la robustez frente a variaciones de los parámetros y el rechazo de perturbaciones. Sin embargo, en la mayoría de aplicaciones de FCS-MPC a sistemas eléctricos los estimadores no se utilizan como tales. En lugar de estimar las variables no medibles, el control predictivo generalmente agrupa en un único término las perturbaciones y las incertidumbres. Este término se actualiza utilizando un procedimiento simple, como el descrito en el apartado anterior, y el valor actualizado se mantiene hasta el siguiente instante de muestreo [11].

El estimador basado en el LO (que denominaremos PCC-E₂) aplicado al PCC del accionamiento multifásico se constituye en el primer aporte de la presente Tesis Doctoral. El algoritmo propuesto se centra en la teoría de la estimación de los parámetros, específicamente en el estimador de orden reducido basado en el LO, para estimar la corriente del rotor ($i_{r\alpha}$, $i_{r\beta}$). El rango de la matriz de observabilidad es de rango completo. Por tanto, cumple con la condición necesaria y suficiente para la observabilidad del estado [156],

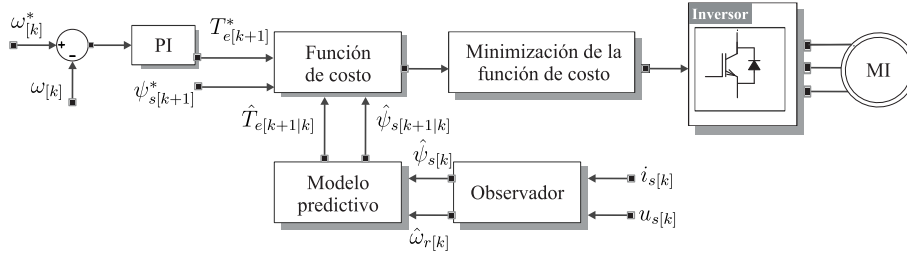


Figura 3.5 Esquema de control sensorless FCS-MPC propuesto en [153].

permitiendo así la ubicación adecuada de los polos de lazo cerrado del sistema [157]. La ecuación de estado para el estimador de orden completo se representa de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \hat{X}_{[k+1|k]} = [\Phi] X_{[k]} + [\Gamma] U_{[k]} - \underbrace{[L] ([C] \hat{X}_{[k]} - Y_{[k]})}_{\hat{Y}_{[k]}} \end{aligned} \quad (3.24)$$

donde $[L]$ es la ganancia del LO y sirve como matriz de ponderación, es decir, en presencia de discrepancias entre las matrices $[\Phi]$ y $[\Gamma]$ utilizadas en el modelo y las del sistema real, la adición de la diferencia entre la salida medida y la salida estimada ayudará a reducir las diferencias entre el modelo dinámico y el modelo real. Además, $\hat{X}_{[k]}$ representa el estado estimado e $\hat{Y}_{[k]}$ es la salida estimada a partir de ésta. El modelo del sistema utilizando el LO se muestra en la **Figura 3.6**.

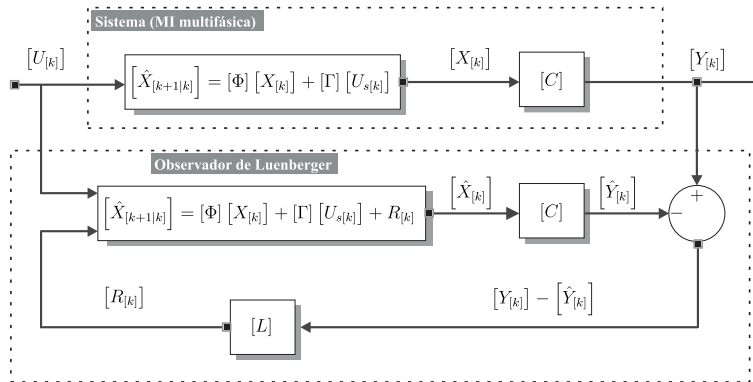


Figura 3.6 Diagrama de bloques de un sistema representado en el espacio de estados utilizando el observador de Luenberger.

La ecuación que describe al observador de orden completo (3.24) puede reescribirse como:

$$\begin{bmatrix} \hat{X}_{[k+1|k]} \end{bmatrix} = ([\Phi] - [L] [C]) \begin{bmatrix} X_{[k]} \end{bmatrix} + [\Gamma] \begin{bmatrix} U_{[k]} \end{bmatrix} + [L] \begin{bmatrix} Y_{[k]} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

donde se aprecia más claramente que los polos del observador son los autovalores $([\Phi] - [L] [C])$, es decir, las soluciones de la ecuación característica $E(s)$.

$$E(s) = \det (s [I] - [\Phi] + [L] [C]) \quad (3.26)$$

Considerando para nuestro caso el estimador de orden reducido, la parte que describe la dinámica del estado no medido puede expresarse de la siguiente manera:

$$\begin{bmatrix} X_{c[k+1|k]} \end{bmatrix} = [\Phi_{33}] \begin{bmatrix} X_{c[k]} \end{bmatrix} + [\Phi_{31}] \begin{bmatrix} X_{a[k]} \end{bmatrix} + [\Gamma_3] \begin{bmatrix} U_{1[k]} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

donde los dos últimos términos de la derecha son conocidos y pueden considerarse como entradas del sistema $\begin{bmatrix} X_c \end{bmatrix}$. Por otro lado, el vector $\begin{bmatrix} X_a \end{bmatrix}$ se expresa de la siguiente forma:

$$\begin{bmatrix} X_{a[k+1|k]} \end{bmatrix} - [\Phi_{11}] \begin{bmatrix} X_{a[k]} \end{bmatrix} - [\Gamma_1] \begin{bmatrix} U_{1[k]} \end{bmatrix} = [\Phi_{13}] \begin{bmatrix} X_{c[k]} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

Por tanto, el estimador de orden reducido genera una estimación de la parte no medida del vector de estado. Teniendo en cuenta que (3.28) representa la relación entre la cantidad medida, en la izquierda, y el vector de estado desconocido, a la derecha, podemos escribir las ecuaciones del estimador de orden reducido de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{X}_{c[k+1|k]} \end{bmatrix} &= ([\Phi_{33}] - [L] [\Phi_{13}]) \begin{bmatrix} \hat{X}_{c[k]} \end{bmatrix} + [L] \begin{bmatrix} Y_{[k+1]} \end{bmatrix} + \\ &([\Phi_{31}] - [L] [\Phi_{11}]) \begin{bmatrix} Y_{[k]} \end{bmatrix} + ([\Gamma_3] - [L] [\Gamma_1]) \begin{bmatrix} U_{1[k]} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.29)$$

La **Figura 3.7** muestra el esquema de control PCC utilizando el LO para la estimación de la corriente del rotor aplicado a la MI simétrica de cinco fases.

Diseño de la ganancia del observador

Para diseñar correctamente el LO se debe tener en cuenta el efecto de la ganancia del mismo en todos los términos del error dinámico de tal forma a proporcionar una solución de compromiso entre la convergencia rápida y la sensibilidad ante perturbaciones. Se ha propuesto modificaciones en base a la teoría de estimadores logrando a menudo una rápida convergencia comprometiendo la estabilidad del sistema [157]. En [158] se afirma que en

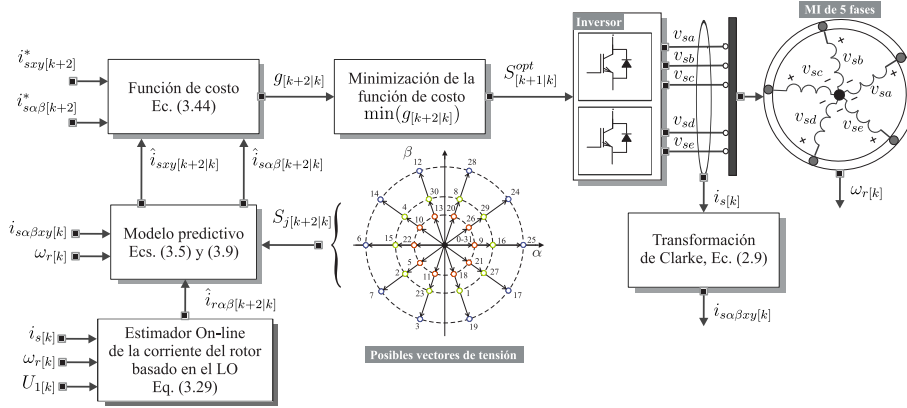


Figura 3.7 Técnica de control predictivo de corriente utilizando el LO aplicado a la MI simétrica de cinco fases.

los estimadores utilizados en MI convencionales, los polos del estimador se diseñan de tal forma a que sean proporcionales a los polos de la MI lo que produce una elevada ganancia de la parte imaginaria a elevadas velocidades y esto es perjudicial para la estabilidad del sistema. Para abordar este tema, se sugiere trasladar la parte real de los polos del estimador a la izquierda del plano complejo en comparación a los polos de la MI, mientras que la parte imaginaria de los polos del estimador no se modifica. Sin embargo, esta estrategia genera expresiones complejas de las ganancias del estimador, por lo que los autores proponen una matriz de ganancia constante muy simple para mejorar la estabilidad del estimador. Con esto se consigue un método para la ubicación de los polos que puede mejorar la convergencia y estabilidad del observador especialmente a altas velocidades y además es simple de implementar.

Para el diseño del estimador de orden reducido representado por (3.29) se debe elegir los autovalores más adecuados para $([\Phi_{33}] - [L][\Phi_{13}])$. Debido a que determinan la velocidad con la que el error decae, resulta lógico hacer que la parte real de estos autovalores sea lo más negativo posible. Esto forzará al error a decaer rápidamente. Sin embargo, existe un problema con este razonamiento si hay errores en el modelo del sistema que deben ser considerados. Además, en aplicaciones reales, los valores de las componentes de la matriz del modelo del sistema pueden no ser conocidos. Las investigaciones han demostrado que para que el estimador sea robusto frente a errores de modelado y que además logre que el error de estimación decaiga rápidamente, es necesario un enfoque diferente.

Resulta de gran importancia que el estimador presente un buen amortiguamiento dinámico del sistema, lo que implica que los polos estén ubicados a cierta distancia del origen con el objeto de acelerar la convergencia, y con partes imaginarias más grandes

que las partes reales. Esto último es deseable con el fin de evitar un comportamiento oscilatorio. Con una amortiguamiento pobre también existe riesgo de inestabilidad si el estimador se implementa utilizando la discretización de Euler hacia adelante [157].

Si el sistema original posee z_1 ceros estables implica ubicar z_1 autovalores del estimador en dichos ceros estables. Los autovalores restantes del estimador pueden colocarse en la mitad izquierda del plano, pero en ubicaciones equidistantes al origen, en lo que se conoce como configuración Butterworth $B(s)$. La ecuación característica que se utiliza para calcular los autovalores es un polinomio Butterworth. Los mismos constituyen una forma común de especificar el denominador de un filtro paso bajo en el campo del procesamiento de señales. La respuesta al escalón de estos filtros posee un ligero sobrepico, con un buen amortiguamiento. El parámetro T_B se utiliza para definir la velocidad de la respuesta, siendo dicha velocidad inversamente proporcional a T_B .

El filtro Butterworth de segundo orden posee el siguiente polinomio característico:

$$B(s) = T_B^2 s^2 + \sqrt{2} T_B s + 1 \quad (3.30)$$

Se puede lograr un comportamiento relativamente deseado con la dinámica del error con relación al amortiguamiento y tiempo de subida colocando los polos del estimador en la ubicación dada por las raíces de $B(s)$. Obsérvese que los polos del filtro se ubican en:

$$p = -\frac{1}{T_B \sqrt{2}} \pm j \frac{1}{T_B \sqrt{2}} \quad (3.31)$$

el cual provee un adecuado coeficiente de amortiguamiento de $\zeta = \frac{1}{\sqrt{2}}$. La matriz de ganancia del LO tiene la siguiente forma:

$$[L] = \begin{pmatrix} l_1 & -l_2 \\ l_2 & l_1 \end{pmatrix} \quad (3.32)$$

donde los coeficientes l_i se obtienen mediante el algoritmo de Kautsky-Nichols-van Dooren (KNV) [159] para que coincida con los polos de lazo cerrado deseados del estimador. El objetivo principal de los métodos propuestos *Kautsky et al.* es doble. Por un lado es determinar una solución bien condicionada (robusta) en términos de la sensibilidad de los autovalores asignados frente a perturbaciones, y como segundo objetivo que las matrices de ganancia del sistema sean mínimas.

Por otro lado, la ubicación de los polos se determina mediante la técnica del lugar geométrico de las raíces (LGR) del sistema en bucle abierto linealizando alrededor del punto de operación. El método del LGR es una técnica gráfica para determinar los polos de la función de transferencia en lazo cerrado a partir de la función de transferencia en

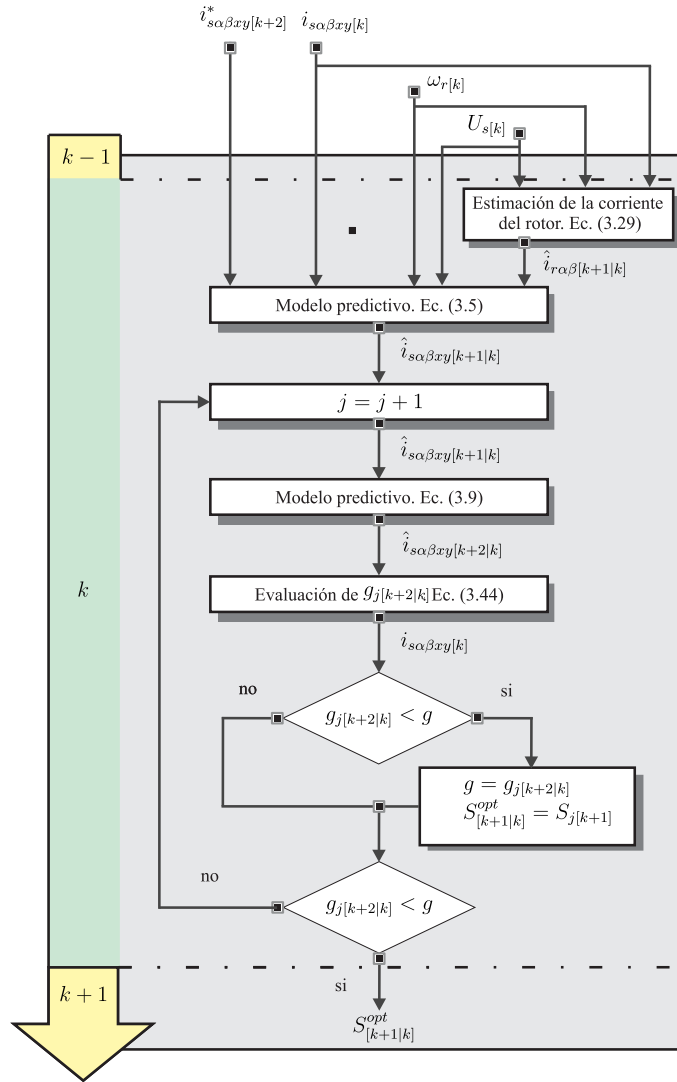


Figura 3.8 Diagrama de bloques del algoritmo PCC-E₂ en función del tiempo.

lazo directo conforme varía uno de los parámetros del sistema. Este método proporciona un gráfico que permite estudiar propiedades importantes de los sistemas, tales como la estabilidad, la dinámica, el comportamiento en estado estacionario (por ejemplo, el error en estado estacionario), la sensibilidad [160].

Luego, como los coeficientes de $[\Phi_{33}]$ dependen de ω_r , es necesario resolver el problema de la ubicación de los polos para el valor actual de ω_r . De manera a evitar el costo

computacional impuesto por el cálculo de los coeficientes on-line, resulta conveniente derivar la expresión de los elementos de la matriz de ganancia $[L]$ en función de ω_r ; o utilizar un conjunto de coeficientes precálculados y luego interpolar. Por medio del diagrama de bloques mostrado en la **Figura 3.8** se resume el algoritmo del PCC basado en el LO.

La eficacia de un observador de este tipo depende en gran medida de la configuración exacta de los parámetros, y la medición exacta del vector de salida. En el caso de un sistema real como es el caso de la MI multifásica, ninguno de estos criterios puede darse por sentado. En el caso que el sistema posea grandes perturbaciones en la medición, grandes diferencias de parámetros, o presencia de ruidos internos en el sistema, el LO no funcionaría correctamente, y el filtro de Kalman es la opción ideal para dicho escenario.

3.2.3 Estimador Basado en el Filtro de Kalman

Una alternativa para la estimación de la corriente del rotor basada en el LO es el filtro de Kalman, el cual constituye el segundo aporte de la Tesis Doctoral. El KF es un filtro recursivo eficiente que estima el estado interno de un sistema dinámico a partir de una serie de mediciones ruidosas, y fue introducido por primera vez en [161] por Rudolf Emil Kálmán. El KF ha jugado un papel clave en muchas aplicaciones industriales de la ingeniería desde los años 1970. Muchos de los trabajos de investigación se centraron en la mejora tanto de la implementación como del rendimiento del KF, tales como en la mejora numérica de la estabilidad, en la reducción del costo computacional (algoritmos más rápidos), o en el estudio de una implementación efectiva [162]. Las más recientes aplicaciones del KF se centran principalmente en las siguientes áreas: control sensorless de máquinas eléctricas, electrónica de potencia, monitoreo de sistemas industriales, procesamiento de datos, robótica y control automático.

La idea básica de la estructura de control propuesta en este apartado se centra en utilizar las medidas, que están afectadas por ruido de medida (variaciones aleatorias) y ruidos de proceso (incluido en el error en el modelado), para obtener valores que tienden a aproximarse a los valores reales de las mediciones y de los valores asociados a los mismos (si se conocen las matrices de covarianza de los ruidos). De esta forma la matriz de realimentación de los estados es recalculada de manera óptima en cada instante de muestreo utilizando parámetros estadísticos. Esta característica resulta entonces atractiva para el PCC, principalmente si no son conocidos los valores exactos de los parámetros internos de la máquina y las mediciones de las variables de estado están afectadas por ruido gaussiano. Por tanto, el KF es un algoritmo recursivo óptimo basado en el concepto de espacios de estado y lo hace adecuado para una implementación computacional (digital).

El algoritmo minimiza la estimación del error de los estados, utilizando el conocimiento del sistema, y de las mediciones dinámicas, asumiendo las estadísticas de ruido del sistema y de los errores de medición, teniendo también conocimiento de las condiciones iniciales del sistema. Por tanto, considerando un proceso gaussiano no correlacionado y ruidos de medición, luego (3.5) y (3.6) pueden reescribirse como:

$$\hat{X}_{[k+1|k]} = [\Phi] [X_{[k]}] + [\Gamma] [U_{[k]}] + [H] [W_{[k]}] \quad (3.33)$$

$$[Y_{[k]}] = [C] [X_{[k]}] + [V_{[k]}] \quad (3.34)$$

donde $[H]$ es la matriz de ponderación de los ruidos, $[W_{[k]}]$ es la matriz de ruido de proceso y $[V_{[k]}]$ es la matriz de ruido de las mediciones. Considerando que los ruidos tiene una distribución de probabilidad normal, con media cero, se define las matrices de covarianza $[Q_W]$ y $[R_V]$ de estos ruidos en función del valor esperado $E\{\cdot\}$ tal como se indica a continuación:

$$\text{cov}(W) = E\{W W^T\} = [Q_W] \quad (3.35)$$

$$\text{cov}(V) = E\{V V^T\} = [R_V] \quad (3.36)$$

La estructura del KF es el mismo que el LO tal como se muestra en la **Figura 3.9**. El sistema de ecuaciones también es el mismo:

$$\hat{X}_{[k+1|k]} = ([\Phi] - [K_{[k]}] [C]) [X_{[k]}] + [\Gamma] [U_{[k]}] + [K_{[k]}] [Y_{[k]}] \quad (3.37)$$

Considerando la técnica de PCC con estimación de la corriente del rotor mediante el KF (la cual llamaremos PCC-E₃) puede apreciarse esquemáticamente en el diagrama de bloque que se muestra en la **Figura 3.10**. La única diferencia entre el LO y el FK es el método de ajuste de la matriz de ganancia $[K_{[k]}]$. Por tanto, la ecuación que representa la dinámica del estimador de orden reducido es:

$$\begin{aligned} \hat{X}_{c[k+1|k]} = & ([\Phi_{33}] - [K_{[k]}] [\Phi_{13}]) [\hat{X}_{c[k]}] + [K_{[k]}] [Y_{[k+1]}] + \\ & ([\Phi_{31}] - [K_{[k]}] [\Phi_{11}]) [Y_{[k]}] + ([\Gamma_3] - [K_{[k]}] [\Gamma_1]) [U_{1[k]}] \end{aligned} \quad (3.38)$$

donde la matriz de ganancia del KF $[K_{[k]}]$ se calcula en función de la covarianza del ruido [163].

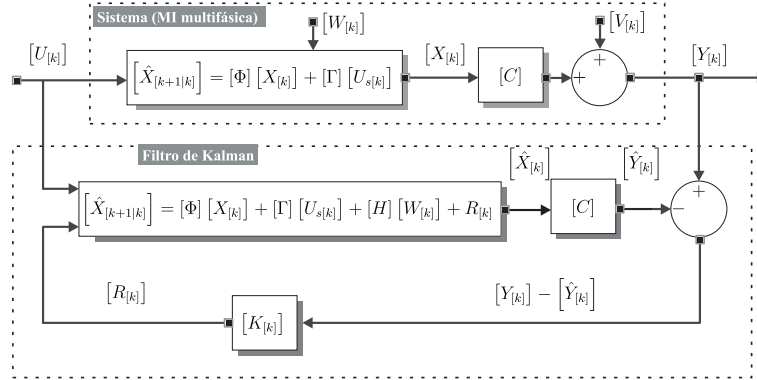


Figura 3.9 Diagrama de bloques de un sistema representado en el espacio de estados utilizando el filtro de Kalman.

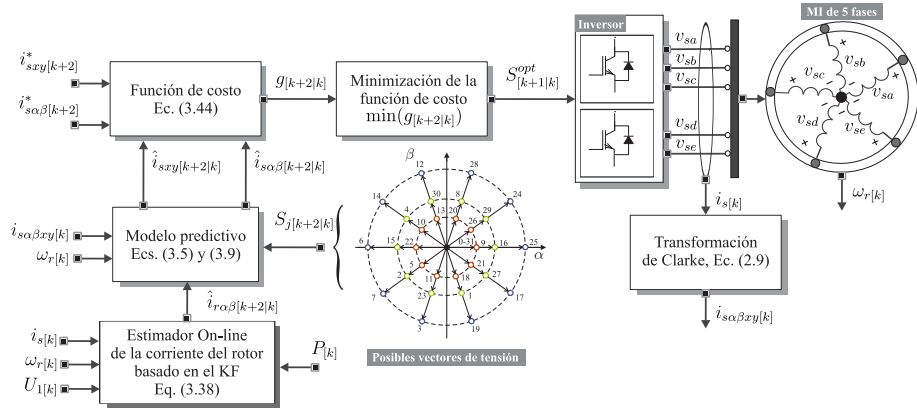


Figura 3.10 Técnica de control predictivo de corriente utilizando el KF aplicado a la MI simétrica de cinco fases.

Evaluación de la ganancia del filtro de Kalman

La matriz de ganancia del filtro de Kalman es recalculada de manera recursiva para cada muestra de la siguiente manera:

$$[K[k]] = [P[k]] [C]^T [R_V] \quad (3.39)$$

donde $[P[k]]$ es la matriz de covarianza de la nueva estimación y está en función de la matriz de covarianza estimada anterior $[\varphi]$, según se muestra a continuación:

$$[P[k]] = [\varphi[k]] - [\varphi[k]] [C]^T ([C] [\varphi[k]] [C]^T + [R_V])^{-1} [C] [\varphi[k]] \quad (3.40)$$

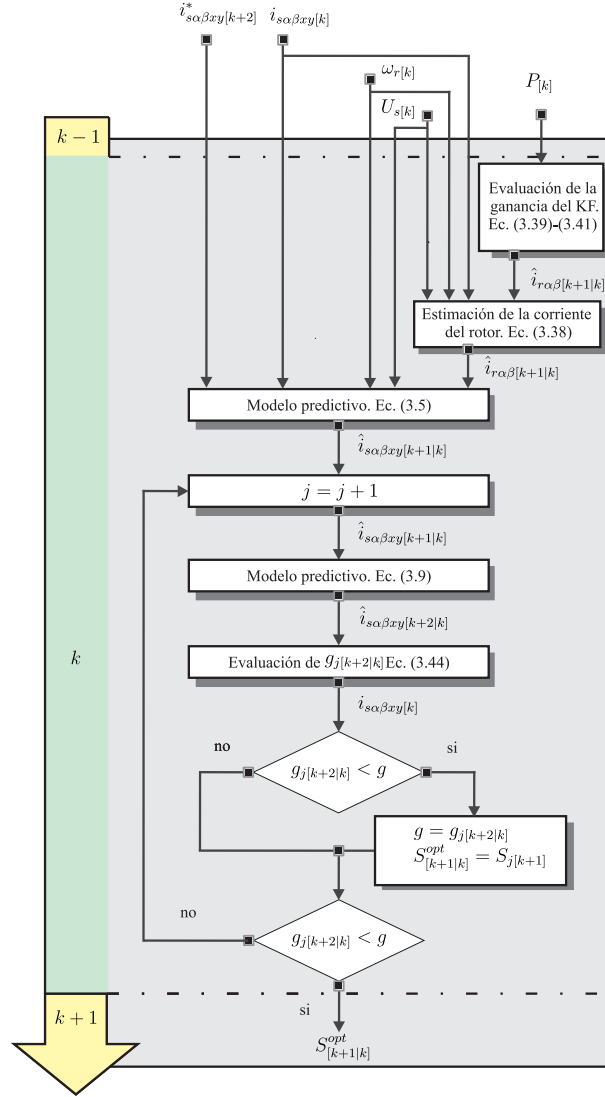


Figura 3.11 Diagrama de bloques del algoritmo PCC-E₃ en función del tiempo.

De la ecuación de estado en la cual se incluye el ruido de proceso, es posible obtener la corrección de la covarianza del estado estimado:

$$[\varphi_{[k+1]}] = [\Phi] [P_{[k]}] [\Phi]^T + [H] [Q_W] [H]^T \quad (3.41)$$

Con esto se completa las variables requeridas para la estimación del estado óptimo. Por tanto, $[K_{[k]}]$ provee un mínimo error de estimación si se conocen la magnitudes del ruido de proceso $[Q_W]$, del ruido de medida $[R_V]$ y del valor inicial de la covarianza $[\varphi_{[0]}]$ [163]. Por medio del diagrama en bloques descrito en la **Figura 3.11** se resumen el algoritmo del PCC-E₃.

3.3 Resultados de Simulación

Una vez planteadas las bases teóricas de las principales aportaciones de esta Tesis Doctoral en este apartado se analizará el desempeño de las técnicas de estimación que han sido propuestas en los apartados previos. En la **Figura 3.12** se muestra el entorno de simulación basado en la herramienta Matlab/Simulink el cual fue utilizado para aplicar las distintas técnicas de estimación propuestas en la presente Tesis Doctoral. El diagrama de la simulación se compone de cuatro componentes principales: las referencias, el algoritmo del control predictivo, el modelo del inversor y el modelo de la MI multifásica.

Las corrientes de referencia ($i_{s\alpha}^*$ e $i_{s\beta}^*$) se generan utilizando el generador de señales (**Bloque 1**), en el cual se configura la forma de onda, la amplitud y la frecuencia deseadas. El algoritmo del PCC (**Bloque 2**) es implementado mediante una función hecha en Matlab, donde además se incorporan las diferentes estrategias de estimación de las corrientes del rotor. Las dos últimas etapas corresponden al VSI (**Bloque 3**) y a la MI multifásica (**Bloque 4**). Ambos bloques se configuran de acuerdo a la MI multifásica a simular, que puede ser de cinco o seis fases. En la **Figura 3.12** se puede observar que el modelo de simulación incluye tanto el ruido de medida (R_V) como el ruido de proceso (Q_W), los cuales se generan utilizando el bloque de señales aleatorias donde se configura con una distribución gaussiana, con media cero y covarianza variable de acuerdo al caso de estudio.

La función de costo, la cual ha sido descrita en detalle en la **Sección 2.4.1**, incluye todos los aspectos que se desea optimizar. En el PCC que se aplica a la MI multifásica, la característica más importante que debe ser optimizada es el error de seguimiento de la corriente del estátor en los planos $\alpha - \beta$ y $x - y$ para la muestra $k + 2$, ya que estas variables se encuentran relacionadas con la conversión electromecánica y las pérdidas en los bobinados del estátor, respectivamente, por el tipo de máquina considerado. Para minimizar esta predicción en cada instante de muestreo k es suficiente con utilizar el siguiente término:

$$\begin{aligned} g_{[k+2|k]} &= |\hat{e}_{\alpha\beta}|^2 + \lambda_{xy} |\hat{e}_{xy}|^2 \\ |\hat{e}_{\alpha\beta}| &= |i_{s\alpha}^*[k+2] - \hat{i}_{s\alpha}[k+2|k]| + |i_{s\beta}^*[k+2] - \hat{i}_{s\beta}[k+2|k]| \\ |\hat{e}_{xy}| &= |i_{sx}^*[k+2] - \hat{i}_{sx}[k+2|k]| + |i_{sy}^*[k+2] - \hat{i}_{sy}[k+2|k]| \end{aligned} \quad (3.42)$$

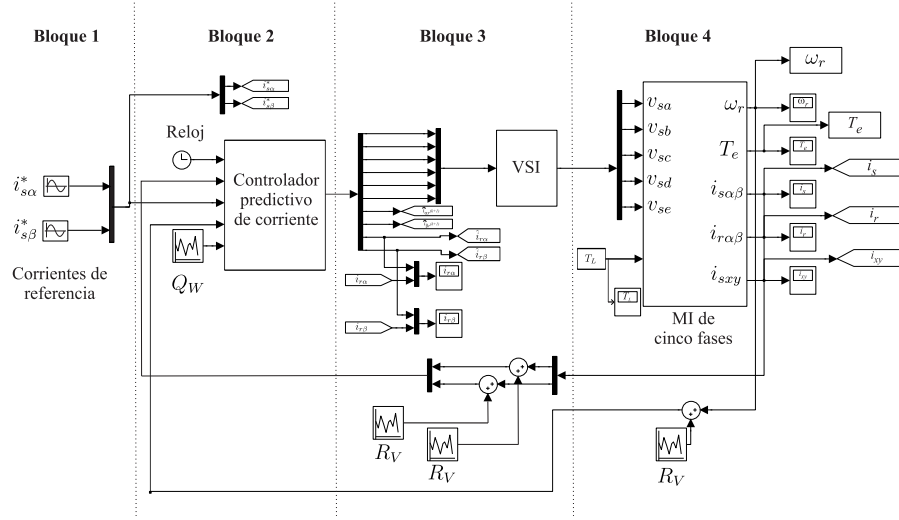


Figura 3.12 Modelo en Matlab/Simulink del esquema de control PCC aplicado a la MI de cinco fases.

donde i_s^* es el vector que contiene las corrientes de referencia del estátor e $\hat{i}_{s[k+2|k]}$ es la predicción de la corriente del estátor evaluada en el instante de muestreo k .

La eficiencia de los estimadores ha sido evaluado utilizando simulaciones paramétricas, considerando en todos los casos una frecuencia de muestreo de 10 kHz, $V_{dc} = 300$ V, la función de costo descrita por medio de (3.42) con $i_{sxy}^*[k+2] = 0$, $\lambda_{xy} = 0, 1$ y condiciones no ideales tales como ruido de medida y de proceso. Se aplicó la integración numérica usando el algoritmo Runge-Kutta de cuarto orden, de manera a calcular la evolución de las variables de estado paso a paso en el dominio del tiempo. De manera a comparar cuantitativamente la influencia de los distintos métodos de estimación de las corrientes del rotor en el PCC, se analizará el error cuadrático medio (MSE, del inglés *mean squared error*) de los diferentes métodos de estimación. Por medio de (3.43) y (3.44) se analizan los MSEs en el seguimiento de las corrientes del estátor en los ejes α y β , respectivamente. Análogamente, por medio de (3.45) y (3.46) se analizan los MSEs en las predicciones de las corrientes del estátor en los ejes α y β , respectivamente. El análisis del MSE en el plano $x - y$ se obtiene mediante (3.47). Así también se analiza la THD definida por (3.48).

$$\text{MSE}_{i_{s\alpha}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N (i_{s\alpha[j]} - i_{s\alpha[j]}^*)^2} \quad (3.43)$$

$$\text{MSE}_{i_{s\beta}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \left(i_{s\beta[j]} - i_{s\beta[j]}^* \right)^2} \quad (3.44)$$

$$\text{MSE}_{\hat{i}_{s\alpha}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \left(\hat{i}_{s\alpha[j+2]} - i_{s\alpha[j+2]} \right)^2} \quad (3.45)$$

$$\text{MSE}_{\hat{i}_{s\beta}} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \left(\hat{i}_{s\beta[j+2]} - i_{s\beta[j+2]} \right)^2} \quad (3.46)$$

$$\text{MSE}_{i_{sxy}} = \frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N i_{sx[j]}^2} + \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N i_{sy[j]}^2} \right) \quad (3.47)$$

$$\text{THD}_p = \sqrt{\sum_{j=2}^p \left(\frac{i_j}{i_1} \right)^2} \quad (3.48)$$

Resultados de simulación para la MI de cinco fases

El entorno de simulación descrito anteriormente se utiliza primeramente para evaluar la viabilidad del uso de estimadores en el PCC aplicado a la MI simétrica de cinco fases. Los parámetros nominales de la MI se muestran en la **Tabla 3.1**, los cuales han sido obtenidos por medio de una amplia experimentación en [164] y [165], para posteriormente ser utilizados en el entorno de simulación.

Parámetros	Símbolo	Valor	Unidad
Resistencia del estátor	R_s	19,45	Ω
Resistencia del rotor	R_r	6,77	Ω
Inductancia del estátor	L_s	0,7572	H
Inductancia del rotor	L_r	0,6951	H
Inductancia magnetización	M	0,6565	H
Inercia del sistema	J_m	0,109	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$
Coefficiente de fricción	B_m	0,0221	$\text{kg}\cdot\text{m}^2/\text{s}$
Frecuencia nominal	f_a	50	Hz
Pares de polos	P	3	–

Tabla 3.1 Parámetros eléctricos y mecánicos de la MI simétrica de cinco fases.

La MI simétrica de cinco fases, así como los diferentes dispositivos utilizados para la extracción de los parámetros se muestra en la **Figura 3.13**. Una fuente de alimentación independiente junto con dos VSI convencionales (serie SKS21F fabricado por la empresa Semikron Inc.) han sido utilizados para controlar la MI. Por otro lado, los algoritmos de control se han implementado utilizando una placa de desarrollo de la serie MSK28335 fabricada por la empresa Technosoft. Esta placa de control incluye un DSP de la serie TM320F28335 de la empresa Texas Instruments, el cual posee los periféricos necesarios para el control de la MI multifásica. La velocidad mecánica es medida utilizando un sensor de velocidad (encoder de cuadratura) de la serie GHM510296R/2500.

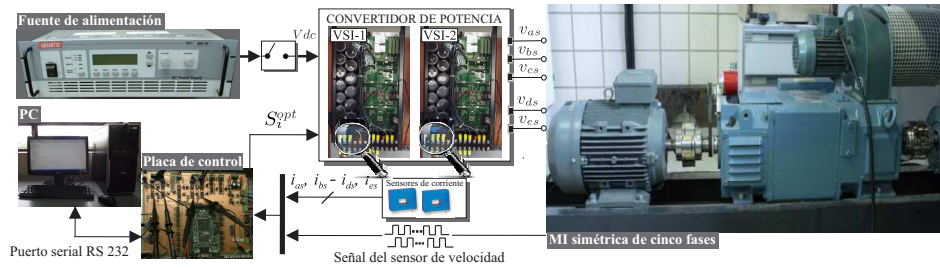


Figura 3.13 Esquema de la bancada de ensayo experimental basado en la MI de cinco fases.

Primeramente se realiza el estudio de los estimadores en el PCC operando la MI en régimen permanente sinusoidal. La **Figura 3.14** muestra el seguimiento de la corriente $i_{s\alpha}$ (izquierda) e $i_{r\alpha}$ (derecha) considerando; frecuencia de referencia de 30 Hz, amplitud de la corriente de referencia de 2 A en el plano estacionario ($\alpha - \beta$), covarianzas de los ruidos $R_V = Q_W = 0,0022$ y par de carga $T_L = 2$ N·m. La corriente de referencia se representa mediante curvas de color rojo, mientras que la corriente predicha en color negro y la corriente simulada (medida) en color verde.

Bajo estas condiciones de operación, la eficiencia del controlador PCC-E₁, **Figuras 3.14(a)-(b)**, en términos de $MSE_{i_{s\alpha}}$ y $MSE_{i_{s\beta}}$ puede ser cuantificado en 0,1023 A y 0,1042 A, respectivamente. Los resultados obtenidos bajo las mismas condiciones descritas anteriormente para los controladores PCC-E₂, **Figuras 3.14(c)-(d)** y PCC-E₃, **Figuras 3.14(e)-(f)** muestran mejoras en comparación con el método PCC-E₁, cuantificándose en una reducción del MSE de 17,4% y 19,5%.

Posteriormente, en la **Figura 3.15** se muestra los resultados de simulación obtenidos en régimen transitorio, considerando una referencia de corriente variable, tanto en amplitud, como en fase y frecuencia, utilizando la función *chirp* de la librería de Simulink, la cual permite introducir una variación constante de la frecuencia de la corriente de referencia, que en este caso se estableció en un rango comprendido entre 10 Hz a 50 Hz cada 0,10 s.

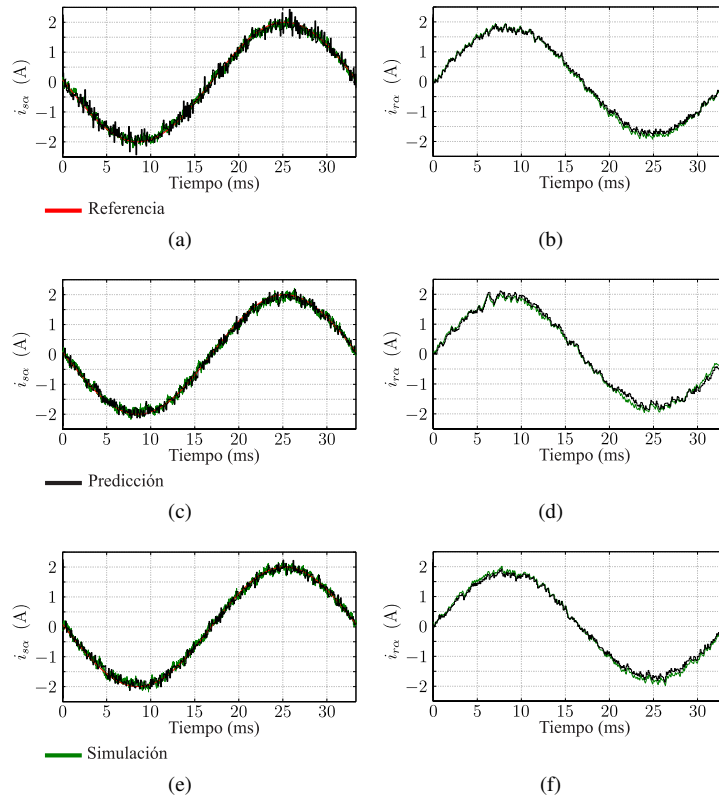


Figura 3.14 Resultados obtenidos mediante simulaciones en régimen de estado estacionario sinusoidal del control PCC utilizando estimadores. (a)-(b) Controlador PCC-E₁, (c)-(d) Controlador PCC-E₂ y (e)-(f) Controlador PCC-E₃, considerando $f_e = 30$ Hz, $i_{s\alpha}^* = 2$ A y $T_L = 2$ N·m.

En las figuras se muestran el seguimiento de la corriente $i_{s\alpha}$ en el intervalo de tiempo de 0 a 0,5 s aplicando en el instante $t = 0, 20$ s un cambio tanto en la amplitud de la señal de referencia (pasando de 1,5 A a 3,0 A) como en la fase (en 90°). En el instante $t = 0, 4$ s se realiza nuevamente un cambio en la amplitud de la señal de referencia (de 3,0 A a 1,5 A) y en la fase (en 90°). Obsérvese que los controladores PCC-E₂ y PCC-E₃ presentan mejoras significativas en el seguimiento de la corriente, cuantificándose la reducción del MSE en el plano $\alpha - \beta$ en 24,4% y 28,2%, respectivamente.

A continuación se realiza simulaciones paramétricas cuyos resultados se observan en las **Figuras 3.16-3.18**. Los resultados de las simulaciones muestran la evolución del MSE considerando en todos los casos la influencia de los ruidos de medida y de proceso, variando de 0,0012 a 0,0052.

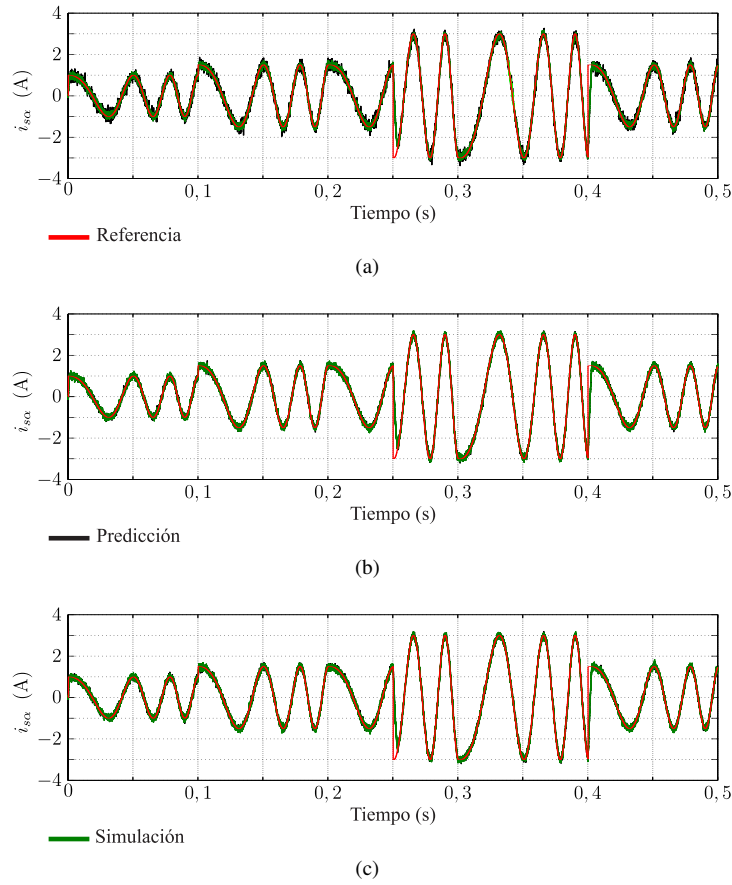


Figura 3.15 Resultados obtenidos mediante simulaciones en régimen transitorio del control PCC utilizando estimadores. (a) Controlador PCC-E₁, (b) Controlador PCC-E₂ y (c) Controlador PCC-E₃.

En la **Figura 3.16** se analiza la influencia de la variación de la frecuencia eléctrica en los controladores, variando la misma de 15 a 35 Hz, donde se puede observar que los controladores PCC-E₂ y PCC-E₃ ofrecen mejores prestaciones, y la diferencia es mayor cuanto mayor es el ruido, cuantificándose en una reducción de hasta 21,03% y 19,89% utilizando los controladores PCC-E₂ y PCC-E₃, respectivamente. Además, se puede notar que la frecuencia no afecta significativamente a los controladores.

Por otro lado, la **Figura 3.17** muestra los resultados obtenidos variando las corrientes de referencia $i_{s\alpha}$ e $i_{s\beta}$ de 0,5 a 2,5 A. De las figuras se puede concluir nuevamente que los controladores que utilizan los estimadores propuestos ofrecen mejores prestaciones, y que su mejora es aún mayor cuanto mayor sea el ruido presente en el sistema. También

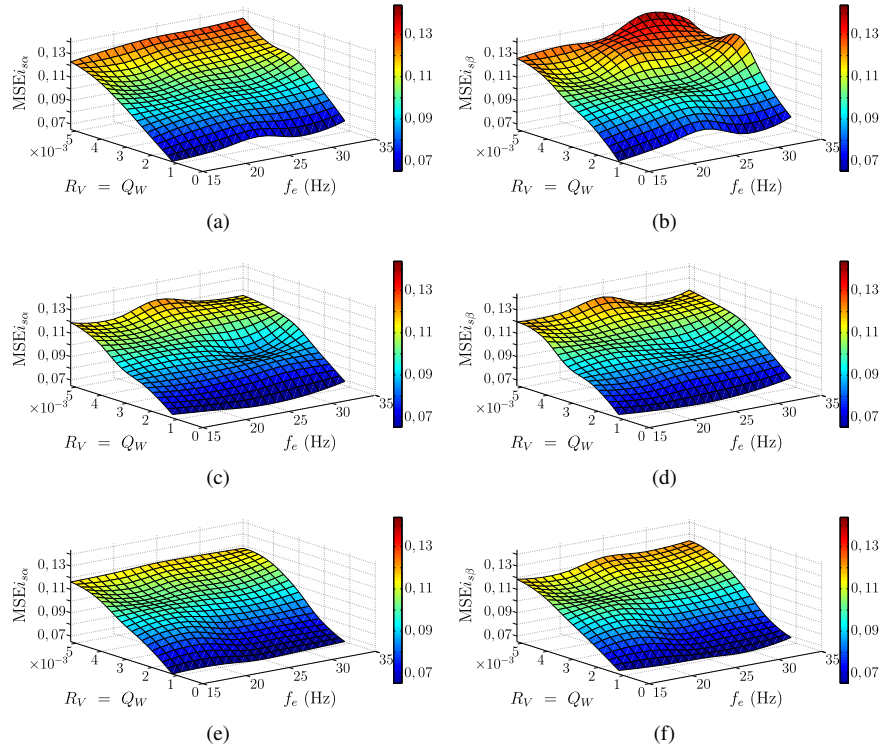


Figura 3.16 Resultados obtenidos mediante simulaciones variando la frecuencia eléctrica y los ruidos de medida y de proceso. (a)-(b) Controlador PCC-E₁, (c)-(d) Controlador PCC-E₂ y (e)-(f) Controlador PCC-E₃.

se puede ver que el MSE aumenta a medida que aumenta los valores de las corrientes de referencia. Considerando el punto de operación de $R_V = Q_W = 0,0052$ e $i_{s\alpha\beta} = 2,5$ A, la mejora se cuantifica en 25,33% y 28,10% utilizando los controladores PCC-E₂ y PCC-E₃, respectivamente.

La influencia de la variación del par de carga se puede verificar por medio de la **Figura 3.18**, para ello se varía el T_L de 1 a 5 N·m. La variación del MSE es directamente proporcional al ruido de medida y de proceso. La mejora introducida al utilizar estimadores de las variables rotóricas se ve reflejada cuanto mayor es el ruido, no obstante, la reducción del MSE en el plano $\alpha - \beta$ utilizando los métodos PCC-E₂ y PCC-E₃ es de hasta 30 %.

La **Tabla 3.2** muestra las mejoras máximas obtenidas de las simulaciones paramétricas de los controladores PCC-E₂ y PCC-E₃ en comparación al PCC-E₁ en términos del MSE. De la tabla y las figuras obtenidas se puede concluir que los métodos de estimación de las corrientes del rotor introducen mejoras significativas en el control predictivo de

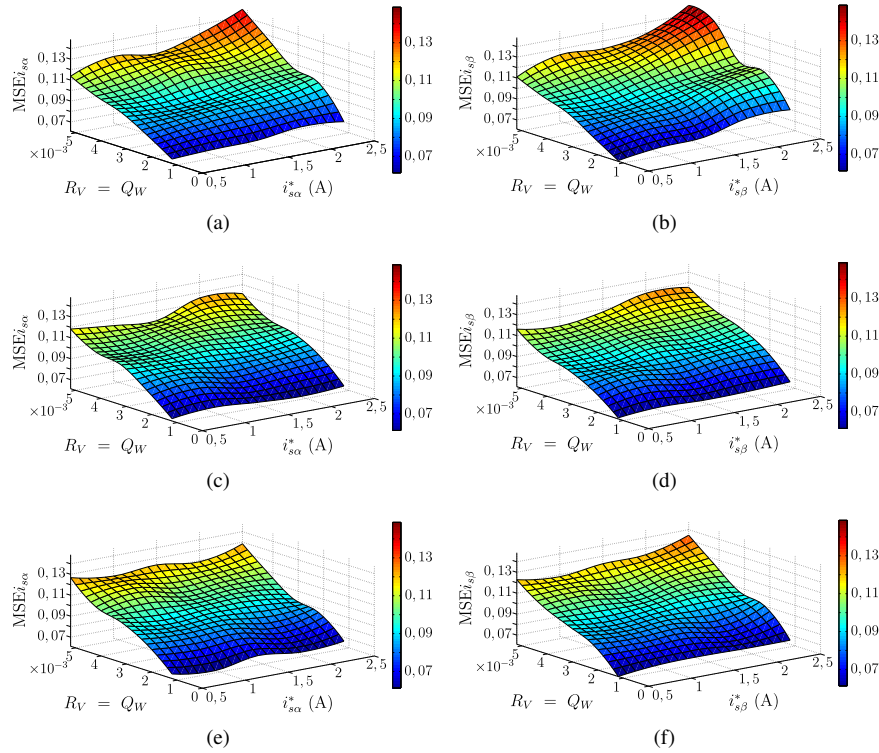


Figura 3.17 Resultados obtenidos mediante simulaciones variando la corriente de referencia y los ruidos de medida y de proceso. (a)-(b) Controlador PCC-E₁, (c)-(d) Controlador PCC-E₂ y (e)-(f) Controlador PCC-E₃.

	Porcentaje de mejora máximo (%) en términos de MSE	
	PCC-E ₂	PCC-E ₃
Figura 3.16	21, 03%	19, 89%
Figura 3.17	25, 33%	28, 10%
Figura 3.18	29, 88%	30, 13%

Tabla 3.2 Mejoras obtenidas utilizando los controladores PCC-E₂ y PCC-E₃ en comparación con el PCC-E₁.

corriente. Esto se debe principalmente a que los estimadores proporcionan una mejora en la predicción gracias a una correcta estimación de la corriente del rotor, incorporando además en el PCC-E₃ parámetros estadísticos que tienen en cuenta el ruido de proceso y de medida.

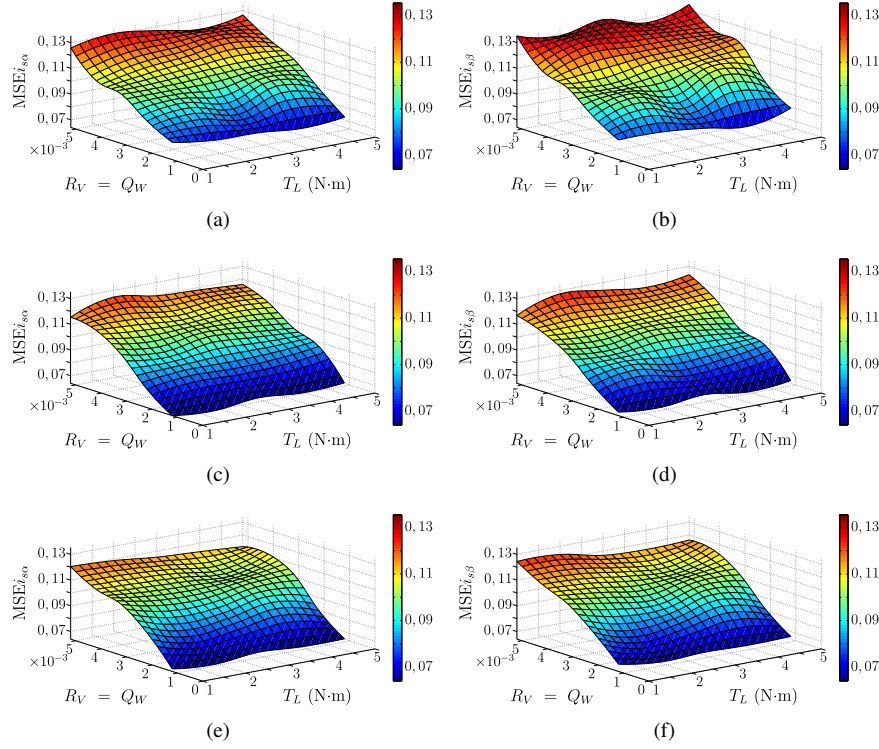


Figura 3.18 Resultados obtenidos mediante simulaciones variando el par de carga y los ruidos de medida y de proceso. (a)-(b) Controlador PCC-E₁, (c)-(d) Controlador PCC-E₂ y (e)-(f) Controlador PCC-E₃.

Resultados de simulación para la MI de seis fases

A continuación se presentan los resultados de simulación obtenidos al considerar la MI asimétrica de seis fases. El entorno de simulación es idéntico al descrito en la **Figura 3.12**, variando el modelo del VSI y de la MI multifásica. La **Tabla 3.3** muestra los parámetros eléctricos y mecánicos de la MI asimétrica de seis fases utilizado, que han sido inicialmente medidos experimentalmente mediante ensayos tradicionales de vacío (tensión nominal) y rotor bloqueado (corriente nominal) [166], para posteriormente ser utilizados en el entorno de simulación. Más detalles el lector puede encontrar en [167]–[170].

La **Figura 3.19 (izquierda)** muestra el seguimiento de la corriente del estátor $i_{s\beta}$ mientras que la **Figura 3.19 (derecha)** muestra la evolución de la corriente del rotor $i_{r\beta}$ bajo las siguientes condiciones; frecuencia de referencia de 50 Hz, amplitud de la corriente de referencia de 15 A en el marco de referencia estacionario ($i_{s\beta}^*$), ruido de

Parámetros	Símbolo	Valor	Unidad
Resistencia del estátor	R_s	0,62	Ω
Resistencia del rotor	R_r	0,63	Ω
Inductancia del estátor	L_s	0,2062	H
Inductancia del rotor	L_r	0,2033	H
Inductancia magnetización	L_m	0,0666	H
Inercia del sistema	J_m	0,27	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$
Coefficiente de fricción	B_m	0,012	$\text{kg}\cdot\text{m}^2/\text{s}$
Frecuencia nominal	f_a	50	Hz
Pares de polos	P	3	–

Tabla 3.3 Parámetros eléctricos y mecánicos de la MI asimétrica de seis fases.

medida y de proceso $R_V = Q_W = 0,08$ y par de carga $T_L = 10$ N·m. La corriente predicha se representa mediante curvas de color negro, mientras que la corriente simulada (medida) en color verde y la corriente de referencia en color rojo. Tal como se muestra en la **Tabla 3.4**, bajo estas condiciones de operación, la eficiencia del controlador PCC-E₁ en términos de $\text{MSE}i_{s\beta}$ y $\text{THD}i_{s\beta}$ puede ser cuantificado en 0,65 A y 6%, respectivamente. Bajo las mismas condiciones de pruebas descritas más arriba, el $\text{MSE}i_{s\beta}$ son 0,49 A y 0,50 A y la $\text{THD}i_{s\beta}$ son 4,62% y 4,37% para la **Figura 3.19(c)** y para la **Figura 3.19(e)**, respectivamente.

La **Figura 3.20 (izquierda)** muestra el seguimiento de la corriente $i_{s\beta}$ mientras que la **Figura 3.20 (derecha)** el seguimiento de la corriente del rotor $i_{r\beta}$ considerando los siguientes parámetros: $R_V = Q_W = 0,12$ y la frecuencia de referencia $f_e = 45$ Hz. Los resultados obtenidos en términos del MSE y THD se resumen en la **Tabla 3.4** donde se puede constatar la mejora introducida por los estimadores de estado en el control PCC.

Análisis de la Figura 3.19				
	$\text{MSE}i_{s\alpha}$	$\text{MSE}i_{s\beta}$	$\text{THD}i_{s\alpha}$	$\text{THD}i_{s\beta}$
PCC-E ₁	0,6965	0,6571	6,00%	6,06%
PCC-E ₂	0,4799	0,4971	4,39%	4,62%
PCC-E ₃	0,4802	0,5084	4,29%	4,37%
Análisis de la Figura 3.20				
	$\text{MSE}i_{\alpha s}$	$\text{MSE}i_{\beta s}$	$\text{THD}i_{\alpha s}$	$\text{THD}i_{\beta s}$
PCC-E ₁	0,7798	0,7702	7,44%	7,17%
PCC-E ₂	0,5622	0,5951	5,13%	5,18%
PCC-E ₃	0,5897	0,5208	5,10%	5,20%

Tabla 3.4 Resultados de simulación obtenidos de la aplicación de los estimadores en el PCC.

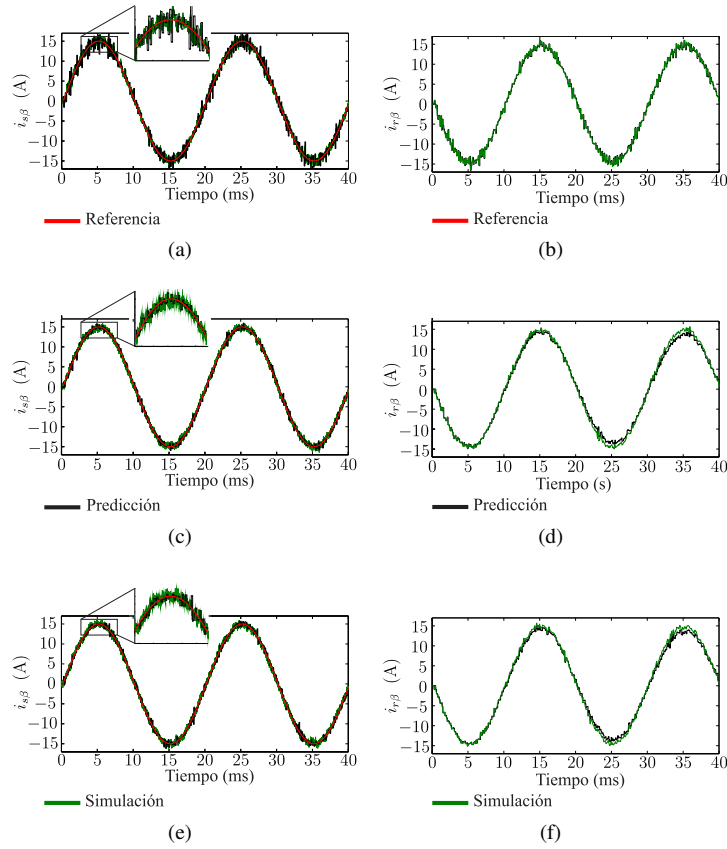


Figura 3.19 Resultados obtenidos mediante simulaciones de estado estacionario sinusoidal del control PCC utilizando estimadores. (a) Controlador PCC-E₁, (b) Controlador PCC-E₂ y (c) Controlador PCC-E₃, considerando $f_e = 50$ Hz, $i_{s\beta}^* = 15$ A y $T_L = 10$ N·m.

En la **Figura 3.21** se observa el resultado de la simulación paramétrica para los diferentes controladores considerando; frecuencia de referencia constante de 50 Hz, amplitud de la corriente de referencia de 15 A en el marco de referencia estacionario ($i_{s\alpha}$), diferentes niveles de ruidos de medida (desde 0 a 0,16 A) y de proceso (desde 0 a 0,16 A) y variando el par de carga (de 0 a 20 N·m). En la **Figura 3.21(a)** se puede ver la evolución del $MSE_{i_{s\beta}}$ empleando el método PCC-E₁ cuando aumentan simultáneamente el par de carga y los ruidos de medida y de proceso. Este comportamiento se asocia a las incertidumbres en la estimación de la corriente del estátor debido al método PCC-E₁. Se puede ver que el $MSE_{i_{s\beta}}$ aumenta en forma directamente proporcional al aumento del par de carga (desde 0,25 a 0,55 A). Por otro lado, en la **Figura 3.21(b)** y la **Figura 3.21(c)** se muestran los resultados de la simulación paramétrica para los controladores PCC-E₂ y PCC-E₃,

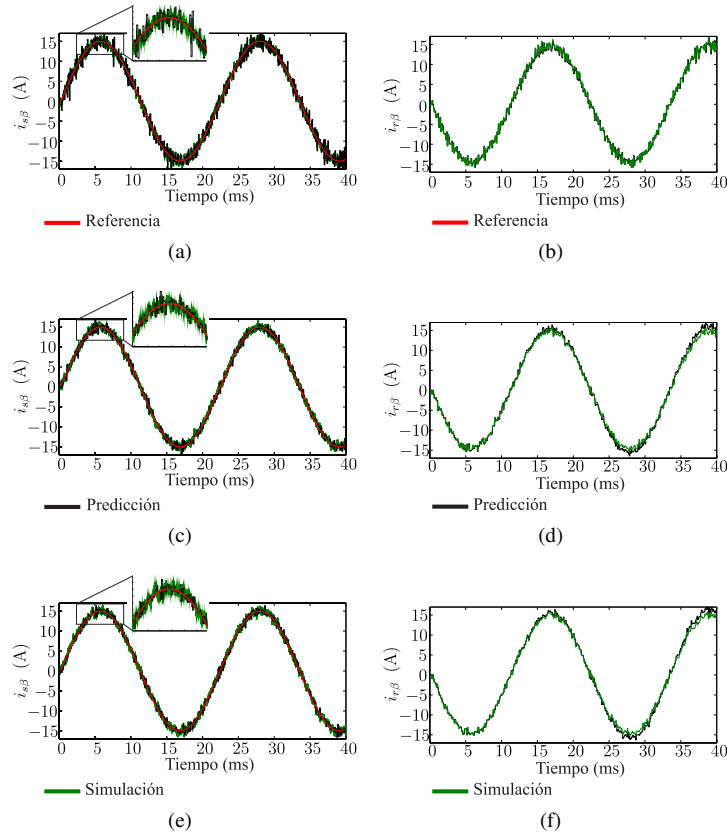


Figura 3.20 Resultados obtenidos mediante simulaciones de estado estacionario sinusoidal del control PCC utilizando estimadores. (a) Controlador PCC-E₁, (b) Controlador PCC-E₂ y (c) Controlador PCC-E₃, considerando $f_e = 45$ Hz, $i_{s\beta}^* = 15$ A y $T_L = 0$ N·m.

respectivamente. Se puede notar a partir de estas gráficas que los controladores propuestos basados en los estimadores LO y KF introducen mejoras cuantificadas con respecto al MSE, principalmente cuando estos algoritmos de control se comparan con el PCC-E₁. Se puede concluir además que los controladores PCC-E₂ y PCC-E₃ exhiben baja sensibilidad (en términos de MSE) a los cambios del par de carga, y su mejora se relaciona a los niveles de ruido de medida y de proceso.

La eficiencia de los controladores propuestos ha sido además evaluado considerando una corriente de referencia de 15 A, sin par de carga y sometido a diferentes niveles de ruidos de medida (desde 0 a 0,16 A) y de proceso (desde 0 a 0,16 A) y variando las frecuencias de referencia (desde 30 a 50 Hz). La **Figura 3.22** muestra el análisis de la eficiencia en términos del MSE, donde es posible notar que los tres métodos estudiados

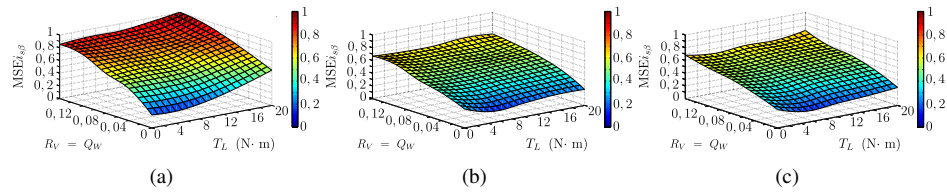


Figura 3.21 Resultados obtenidos mediante simulaciones variando el par de carga y los ruidos de medida y de proceso. (a) Controlador PCC-E₁, (b) Controlador PCC-E₂ y (c) Controlador PCC-E₃.

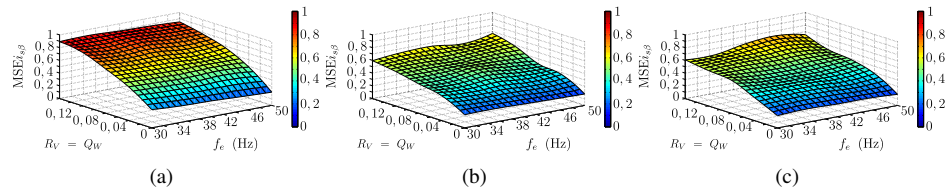


Figura 3.22 Resultados obtenidos mediante simulaciones variando la frecuencia eléctrica y los ruidos de medida y de proceso. (a) Controlador PCC-E₁, (b) Controlador PCC-E₂ y (c) Controlador PCC-E₃.

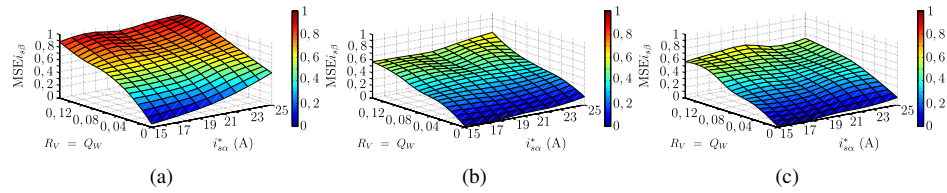


Figura 3.23 Resultados obtenidos mediante simulaciones variando la corriente de referencia y los ruidos de medida y de proceso. (a) Controlador PCC-E₁, (b) Controlador PCC-E₂ y (c) Controlador PCC-E₃.

tienen baja sensibilidad a las variaciones de la frecuencia, cuando se considera condiciones de par nulo. También se puede observar que la eficiencia se encuentra fuertemente ligada a los niveles de ruido de medida y de proceso, como el caso particular analizado previamente.

Para concluir el análisis se ha realizado una comparación los métodos de PCC ante variaciones de la corriente de referencia (desde 15 a 25 A) y sometido a diferentes niveles de ruidos de medida (desde 0 a 0,16 A) y de proceso (desde 0 a 0,16 A). La **Figura 3.23** muestra el análisis de la eficiencia en términos del MSE, donde se puede observar que el método PCC-E₁ es sensible a la variación de la corriente de referencia, aumentando su valor a medida que aumenta la corriente. También se puede notar que la eficiencia depende de los niveles de ruido de medida y de proceso, como los casos estudiados anteriormente.

Los resultados de simulación mostrados en esta sección han sido publicados en [168], [171]. El estudio teórico de la influencia de los estimadores ha sido también extendido a distintos esquemas de control aplicados a la MI asimétrica de seis fases. En [172] se evalúa y se compara los controladores PCC-E₁, PCC-E₂ y PCC-E₃ como bucle interno de control de corriente en el control IRFOC, donde se puede constatar que los estimadores introducen mejoras significativas teniendo en cuenta el MSE en el seguimiento de las corrientes del estátor. Además, el PCC-E₂ fue propuesto en [173] para estimar las corrientes del rotor en el control sensorless empleando el PCC como bucle interno de control de corriente, obteniendo también mejoras significativas teniendo como parámetro de eficiencia al MSE. El PCC-E₂ también fue utilizado en [174] donde se estudia el efecto de la saturación magnética en el control de velocidad de la MI de seis fases. Los estimadores fueron posteriormente aplicados al control de la MI simétrica de cinco fases. En [175] se estudia el control de corriente, donde se combina la estrategia PCC-E₃ con una etapa de modulación PWM de tal forma a obtener una frecuencia de conmutación fija, y se realiza una comparación con el PCC-E₃. Por otro lado, en [176] se utiliza PCC-E₃ en el bucle interno de control de velocidad en una situación de post-falta. Estos resultados de simulación avalan la eficiencia esperada de los algoritmos de control propuestos utilizando estimadores de orden reducido. De tal forma a validar experimentalmente los resultados de simulación obtenidos, se utilizará a la MI simétrica de cinco fases detallada a continuación.

3.4 Resultados Experimentales

Dado que el estudio teórico de los estimadores de estados, sobre la MI de cinco y seis fases arrojan resultados similares, la validación experimental de las técnicas de control propuestas en el marco de esta Tesis Doctoral, son realizadas únicamente sobre la MI de cinco fases, cuyos parámetros se muestran en la **Tabla 3.1**. El accionamiento electromecánico es sometido a condiciones de carga variable mediante el uso de una máquina DC la cual se encuentra mecánicamente acoplada a la MI de cinco fases. Los valores del ruido de proceso y de medida han sido obtenidos mediante el método de estimación de la covarianza como $Q_W = 0,00135$ y $R_V = 0,0013$, respectivamente, mientras que los coeficientes de la ganancia de la matriz de Luenberger se han determinado como $l_1 = 0,1400615$ y $l_2 = 1,1424165$. La misma frecuencia de muestreo, $f_s = 10$ kHz, y la función de costo definida en (3.42) con $\lambda_{xy} = 0,1$ e $i_{sxy}^*[k+2] = 0$, han sido utilizadas para evaluar los controladores.

En la **Figura 3.24** se muestra el comportamiento de los tres controladores PCC-E₁, PCC-E₂ y PCC-E₃ operando la MI en régimen permanente sinusoidal. Obsérvese que el uso de los estimadores de las corrientes del rotor, **Figura 3.24(b)** y **Figura 3.24(c)**,

f_e (Hz)	MSE	PCC-E ₁	PCC-E ₂	PCC-E ₃
35	$MSE\hat{i}_{s\alpha}$	0, 1517	0, 1028	0, 1060
	$MSE\hat{i}_{s\alpha}^2$	0, 1994	0, 1424	0, 1251
	$MSE\hat{i}_{sxy}$	0, 2223	0, 2069	0, 1797
25	$MSE\hat{i}_{s\alpha}$	0, 1288	0, 0918	0, 0959
	$MSE\hat{i}_{s\alpha}^2$	0, 1903	0, 1236	0, 1351
	$MSE\hat{i}_{sxy}$	0, 2754	0, 1589	0, 1566
15	$MSE\hat{i}_{s\alpha}$	0, 1213	0, 0971	0, 0844
	$MSE\hat{i}_{s\alpha}^2$	0, 1793	0, 1146	0, 1255
	$MSE\hat{i}_{sxy}$	0, 2466	0, 1612	0, 1692

Tabla 3.5 Resultados experimentales obtenidos de la aplicación de los estimadores en el PCC.

mejoran notablemente el desempeño del sistema en los planos $\alpha - \beta$ y $x - y$ (gráficas de la **Figura 3.24** izquierda y derecha, respectivamente). Obsérvese que las gráficas de la respuesta en el eje β no se muestran debido a que los resultados obtenidos son muy similares al caso de la corriente α . Los valores del MSE obtenidos en el plano de producción de flujo y par se reducen en 25,54 % y 28,73 % utilizando los métodos PCC-E₂ y PCC-E₃, respectivamente, tal como se detalla en la **Tabla 3.5**. Se han obtenido resultados muy similares para otros puntos de operación (véase **Tabla 3.5**), donde el uso de estimadores de las corrientes del rotor mejoran la eficiencia en régimen permanente sinusoidal, reduciendo el MSE obtenido en el plano $\alpha - \beta$ en más de 20 % para todos los casos analizados. Es importante observar que las mejoras también se producen en el plano $x - y$, las cuales se asocian a las pérdidas por efecto Joule en la MI multifásica estudiada. Por ejemplo, el MSE obtenido en dicho plano con 1,6 A y 25 Hz se reduce en 42,30 % y 43,13 % utilizando los métodos PCC-E₂ y PCC-E₃, respectivamente. Esta mejora se debe a las mejores predicciones de las corrientes estáticas introducidas por las técnicas PCC-E₂ y PCC-E₃, caracterizado por la reducción del MSE del error de predicción (véase la **Tabla 3.5**). Finalmente, cabe destacar que desde el punto de vista del costo computacional, una de las principales desventajas esperadas en la implementación en aplicaciones industriales de los métodos de PCC propuestos es la carga computacional requerida. Sin embargo, la inclusión de los estimadores de las corrientes del rotor produce un incremento despreciable en el costo computacional total requerido por el controlador, siendo 33,38 μ s, 35,78 μ s y 52,50 μ s para los controladores PCC-E₁, PCC-E₂ y PCC-E₃, respectivamente, con una tiempo de muestreo de 100 μ s.

Por otra parte se analiza la eficiencia de los controladores en régimen de funcionamiento transitorio de manera a evaluar su eficiencia. Para el estudio, la referencia del par varía en forma de escalón, desde un par eléctrico positivo a uno negativo, y viceversa, para

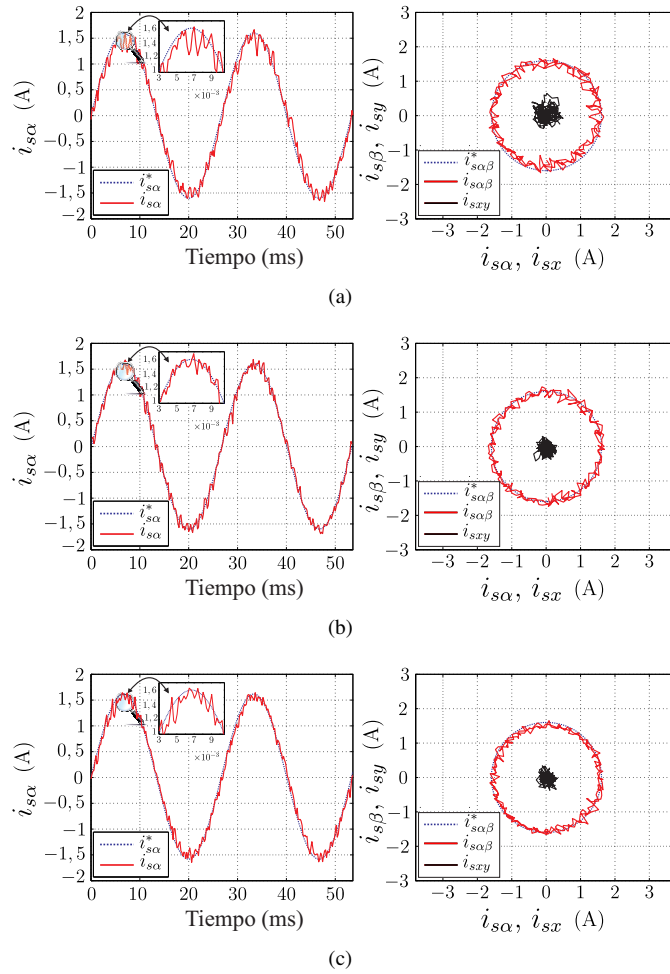


Figura 3.24 Resultado experimental en régimen permanente sinusoidal utilizando las estrategias de control PCC-E₁ (a), PCC-E₂ (b) y PCC-E₃ (c) para $f_e = 25$ Hz, $i_{s\alpha\beta}^* = 1, 6$ A.

forzar el cambio de dirección en la MI. Esto se obtiene si la corriente del estátor en el plano de producción de flujo y de par $\alpha - \beta$ se mapea en el marco de referencia dinámico $d - q$, utilizando la transformación rotacional (véase la **Sección 2.3.3**) donde la corriente i_{sd} se mantiene constante e igual a 0,57 A y el signo de i_{sq} cambia de positivo a negativo siguiendo una referencia de tipo escalón. Cabe destacar que la estimación del ángulo de deslizamiento se obtiene siguiendo el mismo método utilizado por el IRFOC (véase la **Sección 2.4.1**). La **Figura 3.25** muestra los resultados obtenidos, donde las respuesta de la corriente del estátor en los planos $d - q$ y $x - y$ para el caso PCC-E₁, PCC-E₂

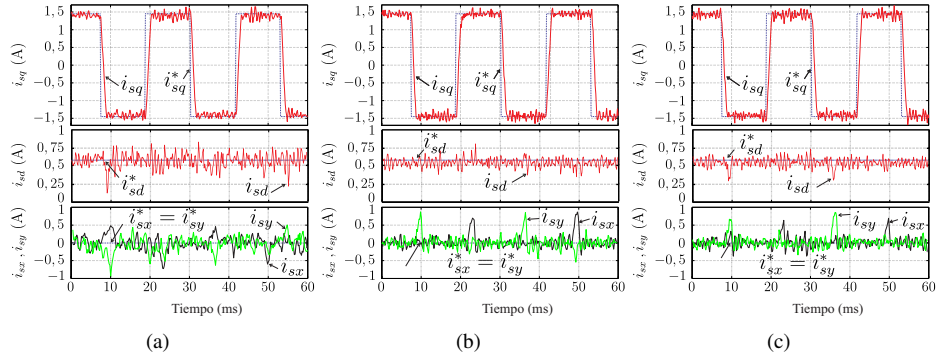


Figura 3.25 Resultado experimental en régimen transitorio utilizando las estrategias de control PCC-E₁ (a), PCC-E₂ (b) y PCC-E₃ (c).

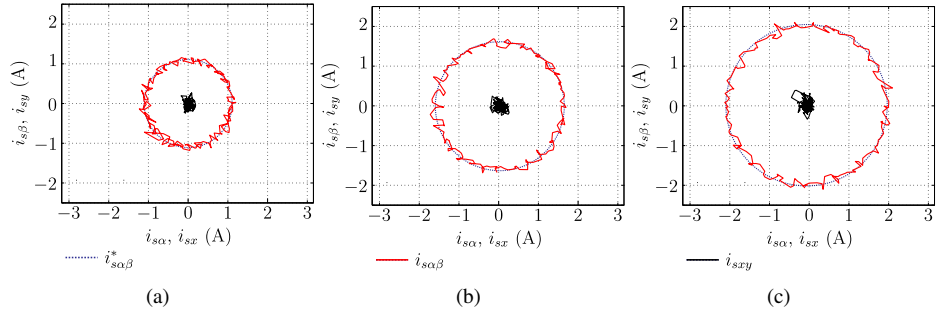


Figura 3.26 Resultado experimental del control PCC aplicado a una MI de cinco fases considerando diferentes pares de carga (T_L) (a) 40 % T_n (b) 60 % T_n y (c) 80 % T_n a $f_e = 29$ Hz.

y PCC-E₃ se representan mediante las **Figuras 3.25(a)–(c)**, respectivamente. Tal como puede apreciarse, los resultados obtenidos en el eje q son muy similares para todos los métodos de control, sin embargo el método PCC-E₁ introduce un peor seguimiento de la corriente en el eje d y mucho peor seguimiento de la corriente en el plano $x - y$.

Posteriormente ha sido analizado el funcionamiento de los estimadores propuestos en el control PCC operando la MI en régimen permanente sinusoidal y bajo diferentes valores del par de carga (T_L). En este conjunto de experimentos se utilizó una frecuencia eléctrica de 29 Hz. La **Figura 3.26** muestra los resultados obtenidos bajo tres pares de carga utilizados (aproximadamente 40 %, 60 % y 80 % del par nominal). Teniendo en cuenta los errores del esfuerzo de control y de predicción, los resultados y las conclusiones permanecen iguales para todos los pares de carga, validando de esa manera la eficiencia del uso de estimadores bajo distintas condiciones del par de carga, y consecuentemente, distintas condiciones de temperatura en los bobinados del estátor. La **Tabla 3.6** compara

T_L (%)	$MSE_{i_{s\alpha}}$	$MSE_{\hat{i}_{s\alpha}}$	$MSE_{i_{sxy}}$
40	0,0829	0,0983	0,0905
60	0,0784	0,1030	0,1010
80	0,0849	0,1190	0,1050

Tabla 3.6 Resultados experimentales obtenidos ante variaciones del par de carga.

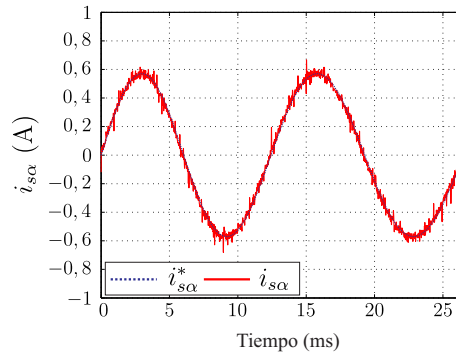


Figura 3.27 Resultado experimental de la corriente del estátor en el eje α a baja tensión.

los valores del MSE obtenidos donde se puede ver que los mismos son bastante similares utilizando el estimador propuesto, aunque son ligeramente superiores cuando se utiliza un par de carga más elevado en los planos $\alpha - \beta$ y $x - y$.

También se ha sometido al controlador a un funcionamiento a baja tensión de manera a analizar el efecto de la utilización los convertidores de potencia no ideales. De nuevo, se analiza el controlador en régimen permanente sinusoidal sin carga. La **Figura 3.27** muestra los resultados obtenidos, donde puede verse que el comportamiento del controlador es similar a los casos estudiados anteriormente (véase la **Figura 3.26**). De hecho, los valores del MSE obtenidos de los errores del seguimiento de la corriente del estátor y del error de control en el eje α , $MSE_{i_{s\alpha}}$ y $MSE_{\hat{i}_{s\alpha}}$ respectivamente, son 0,1037 A y 0,1001 A, similares a los valores mostrados en la **Tabla 3.6**.

3.5 Resumen

En el presente capítulo se han presentado tres métodos estimación de variables rotóricas (corrientes del rotor) particularmente útil en el PCC aplicado a la MI multifásica. Se ha realizado primeramente el análisis mediante simulaciones de los controladores PCC en dos accionamientos multifásicos, de cinco y seis fases, donde se puede concluir que

las técnicas de estimación propuestas, el LO y el KF, presentan mejoras significativas frente a la estrategia de estimación convencional en lo que se refiere a la minimización del MSE en las componentes de corriente en los planos $\alpha - \beta$ así como la disminución de la THD. Las mejoras se dan tanto en régimen permanente sinusoidal de funcionamiento, como en régimen transitorio. Se ha verificado además mediante simulaciones que el comportamiento de los estimadores de estados en los controladores propuestos arrojan resultados equivalentes sobre ambos accionamientos.

La validación experimental de las técnicas de estimación propuestas se ha realizado en la MI simétrica de cinco fases, obteniéndose mejoras tanto en el plano $\alpha - \beta$ como en $x - y$. Con relación al costo computacional de implementar los estimadores, se ha podido demostrar el KF posee una carga computacional mucho mayor que el LO y el estimador convencional, no obstante, ambos estimadores son fácilmente implementables en los modernos procesadores digitales. Debido a que las técnicas de estimación propuestas son válidas para cualquier número n de fases (incluso $n = 3$), se espera que los resultados de simulación obtenidos en la MI asimétrica de seis fases también sean validados posteriormente.

Los resultados obtenidos han dado lugar a varias publicaciones en revistas, capítulos de libro y congresos de relevancia internacional, las cuales se anexan a la memoria de la Tesis Doctoral.

CAPÍTULO 4

ESTIMADOR DE ESTADO ÓPTIMO

In this chapter, the contribution in relation with optimal rotor current estimators for the predictive current control of multiphase machines is presented. The effectiveness of the proposed method is verified by simulations and experimental results obtained by using a five-phase induction machine. The influence of the rotor current estimators in the PCC as an inner loop for the IRFOC technique is also presented. Non Spanish readers are referred to Appendix A to get a more detailed explanation of the study performed.

Los resultados obtenidos en el **Capítulo 3** han demostrado que los estimadores de estado proveen mejoras significativas en el PCC aplicado a las MI multifásicas. Se ha demostrado además que tanto el PCC basado en el LO y el PCC basado en el KF proveen resultados similares utilizando técnicas de estimación subóptimas de las ganancias. En este capítulo se propone una técnica óptima de estimación de las covarianzas de los ruidos de medida y de proceso enfocada a mejorar las prestaciones del PCC basado en el filtro de Kalman. Además, se analiza la influencia de los estimadores propuestos en

el variador de velocidad multifásico. En ese contexto, en la **Sección 4.1** se presenta el método de estimación de las covarianzas de ruido basado en la autocovarianza de mínimos cuadrados. Posteriormente, en la **Sección 4.2** se analiza experimentalmente la estrategia propuesta en el PCC aplicado a una MI de cinco fases realizando además una comparación con las estrategias descritas en el capítulo anterior. En la **Sección 4.3** se estudia mediante simulaciones al PCC con estimadores de las corrientes del rotor en el variador de velocidad aplicado a la MI de cinco fases. Finaliza la sección con la validación experimental del control de velocidad, donde además se compara con otras técnicas de control. Por último, en la **Sección 4.4** se menciona las conclusiones más relevantes del capítulo.

4.1 Estimador Óptimo Basado en el Filtro de Kalman

Las aplicaciones industriales de los métodos de control basados en el modelo, tales como el FCS-MPC, resultan muchas veces complicadas debido a la falta de conocimiento de los ruidos en las mediciones como también en los errores en el modelado del sistema, sensibilidad a cambios de los parámetros, entre otros. En ese contexto, el KF aparece como la solución ideal ya que provee una solución que tiene en cuenta los efectos del ruido, mientras que a los errores en el modelado y en los parámetros los considera también como ruidos. En ese contexto, la eficiencia del KF depende de las correctas estimaciones de las covarianzas de los ruidos. En la mayoría de los casos las covarianzas utilizadas en el KF son sintonizadas utilizando métodos heurísticos, en base a experiencias de los expertos o teniendo en cuenta hipótesis sobre los ruidos. En [177] se calcula off-line distintas ganancias del KF variando parámetros del sistema, utilizando el valor constante equivalente al promedio de las ganancias, siendo no necesariamente una ganancia óptima, así como el método utilizado en la **Sección 3.2.3** donde las covarianzas \hat{R}_V y \hat{Q}_W fueron obtenidas siguiendo métodos heurísticos, hasta obtener una presupuesta dinámica aceptable. Un procedimiento más apropiado es utilizado en [178], donde el EKF es utilizado para estimar las componentes del flujo del rotor en el plano $\alpha - \beta$ utilizando matrices de covarianzas del ruido estimadas por medio de la predicción del error suponiendo vectores de ruido no correlacionados con media cero. Este tipo de estimación es sesgada pero al menos está respaldada por los datos, siendo la estimación de las covarianzas obtenidas de datos una importante área de investigación en el campo del filtrado adaptativo. Los métodos más destacados son; (i) Bayesiano [179], [180], (ii) máxima verosimilitud (MLE, del inglés *maximum likelihood*) [181], (iii) emparejamiento de la covarianza [182] y (iv) técnicas de correlación [184]-[186]. Los métodos Bayesiano y MLE han caído en desuso debido a su excesiva carga computacional. El método de emparejamiento de la covarianza provee estimaciones sesgadas de los valores reales de la covarianza. El último método basado en

técnicas de correlación es utilizada en este apartado debido a que la misma provee una estimación no sesgada utilizando una razonable carga computacional.

En ese contexto, las covarianzas \hat{R}_V y \hat{Q}_W se determinan mediante el método propuesto en [187], donde se propone una variante al método autocovarianza de mínimos cuadrados (ALS, del inglés *autocovariance least-squares*) [184]. En ese contexto, el método resultante, al que denominaremos ALS-optimizado, utiliza las innovaciones para estimar las covarianzas de los ruidos que se introducen en el sistema. El método ALS-optimizado es una técnica de un único paso mientras que la técnica ALS utiliza tres pasos. Las estimaciones de las covarianzas convergen a su valor real en forma directamente proporcional a la cantidad de muestras utilizadas.

La estimación inicial puede ser calculada usando el método de emparejamiento de la covarianza [188] utilizando los residuos del estimador representado por $R_{[k]}$ en (3.24) como una estimación inicial según la siguiente ecuación:

$$\hat{Q}_W = \text{cov} \left\{ \left[\hat{X}_{[k+1|k]} \right] - [\Phi] \left[\hat{X}_{[k|k-1]} \right] - [\Gamma] \left[U_{s[k]} \right] - [H] \left[W_{[k|k-1]} \right] \right\} \quad (4.1)$$

$$\hat{R}_V = \text{cov} \left\{ \left[Y_{[k]} \right] - [C] \left[\hat{X}_{[k|k-1]} \right] [I] \left[W_{[k|k-1]} \right] \right\} \quad (4.2)$$

estas estimaciones iniciales son sesgadas del valor real de las covarianzas de los ruidos. La corrección de la estimación se realiza utilizando el método ALS-optimizado, el cual también posee la restricción semidefinida positiva. Las restricciones se aplican a través de un término de penalización. Posteriormente siguiendo un simple procedimiento basado en el algoritmo de Newton permite encontrar el óptimo global.

4.2 Resultados Experimentales del PCC

En esta sección se muestran los resultados experimentales del método de estimación óptimo basado en el KF descrito en el apartado anterior. Para la validación experimental se utiliza la bancada de ensayos descrita en la **Sección 3.4** (véase la **Figura 3.13**). Los parámetros nominales de la MI se muestran en la **Tabla 3.1**. El accionamiento electromecánico es sometido a condiciones de carga variable mediante el uso de una máquina DC la cual se encuentra mecánicamente acoplada a la MI de cinco fases. Los valores del ruido de proceso y de medida han sido obtenidos mediante el método ALS los cuales se cuantifican en $\hat{Q}_W = 0,00546$ y $\hat{R}_V = 0,00298$, respectivamente. La misma frecuencia de muestreo, $f_s = 15$ kHz, y la función de costo definida en (3.42) con $\lambda_{xy} = 0,1$ e $i_{sxy[k+2]}^* = 0$,

ω (rpm)	MSE	PCC-E ₁	PCC-E ₂	PCC-E ₃	PCC-E ₄
500	MSE $i_{s\alpha}$	0, 1075	0, 0962	0, 0950	0, 0907
	MSE $\hat{i}_{s\alpha}$	0, 1411	0, 1343	0, 1305	0, 1267
	MSE i_{sxy}	0, 1284	0, 1129	0, 1051	0, 0963
550	MSE $i_{s\alpha}$	0, 1277	0, 1227	0, 1044	0, 0879
	MSE $\hat{i}_{s\alpha}$	0, 1526	0, 1332	0, 1363	0, 1047
	MSE i_{sxy}	0, 1408	0, 1324	0, 1354	0, 1260
600	MSE $i_{s\alpha}$	0, 1177	0, 1071	0, 0924	0, 0860
	MSE $\hat{i}_{s\alpha}$	0, 1469	0, 1328	0, 1318	0, 1134
	MSE i_{sxy}	0, 1435	0, 1302	0, 1354	0, 1203

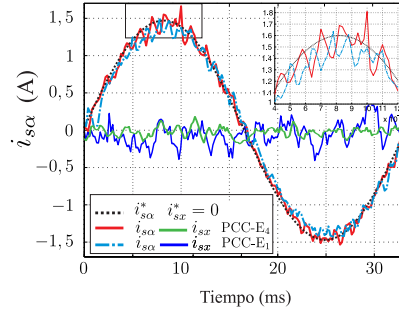
Tabla 4.1 Resultados experimentales obtenidos de la aplicación de los estimadores en el PCC.

con la amplitud de la corriente de referencia 1,6 A han sido utilizadas para evaluar los controladores.

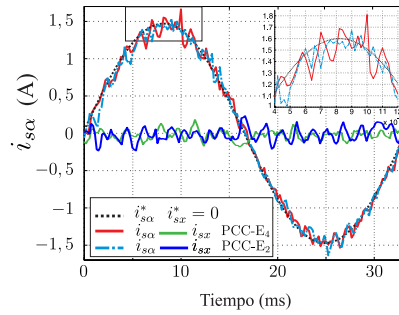
El método propuesto basado en la estimación óptima de las covarianzas utilizadas en el KF aplicado al PCC, denominado PCC-E₄, se compara con los métodos estudiados en el capítulo anterior. Por medio de las **Figuras 4.1** y la **Tabla 4.1** se resumen los resultados experimentales obtenidos y se muestran la comparación entre los métodos PCC propuestos.

Se analiza en detalle tres puntos de operación de manera a cuantificar la eficiencia de los estimadores en el PCC. La **Tabla 4.1** muestra los valores de MSE obtenidos para los siguientes puntos de operación; $\omega = 500$ rpm, $\omega = 550$ rpm y $\omega = 600$ rpm. Se puede observar que todos los parámetros de eficiencia muestran una mejora al utilizar el método PCC-E₄. Por ejemplo, al considerar 550 rpm como punto de operación, el valor obtenido del MSE en el seguimiento de la referencia de la corriente del estátor en el eje α se reduce en 28,36 %, 15,80 % y 31,17 % utilizando el método PCC-E₄ comparado con los métodos PCC-E₁, PCC-E₂ y PCC-E₃, respectivamente. Por otro lado, los valores obtenidos de MSE del error de predicción en el eje α también se reducen en 35,53 %, 30,77 % y 12,14 % utilizando el método PCC-E₄ comparado con los métodos PCC-E₁, PCC-E₂ y PCC-E₃, respectivamente, a 600 rpm. Obsérvese que se obtienen resultados similares en el punto de operación 500 rpm, tal como se muestra en la **Tabla 4.1**.

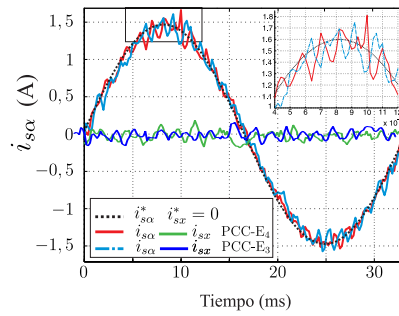
El punto de operación 600 rpm se analizó en detalle comparando los cuatro métodos, tal como se muestra en la **Figuras**. Las características del seguimiento de la corriente en los planos $\alpha - \beta$ y $x - y$ se muestra en las **Figuras 4.1 (a)–(c)**. La corriente de referencia y la corriente obtenida mediante el método PCC-E₄ se representan mediante los colores negro y rojo, respectivamente, mientras que los demás métodos se representan en color azul. El método PCC-E₄ ofrece mejores prestaciones en términos de seguimiento de la corriente en los planos $\alpha - \beta$ y $x - y$.



(a)



(b)



(c)

Figura 4.1 Comparación de los resultados experimentales obtenidos de las corrientes $i_{s\alpha}$ utilizando los diferentes estimadores de estados en el PCC aplicado a la MI de cinco fases a 600 rpm. La amplitud de la corriente de referencia es 1,6 A. (a) PCC-E₁ vs. PCC-E₄, (b) PCC-E₂ vs. PCC-E₄ y (c) PCC-E₃ vs. PCC-E₄.

4.3 Variador de Velocidad basado en IRFOC y PCC

Finalmente, el interés del PCC en accionamientos multifásicos pasa por analizar el comportamiento del variador de velocidad en bucle cerrado. para analizar este comportamiento

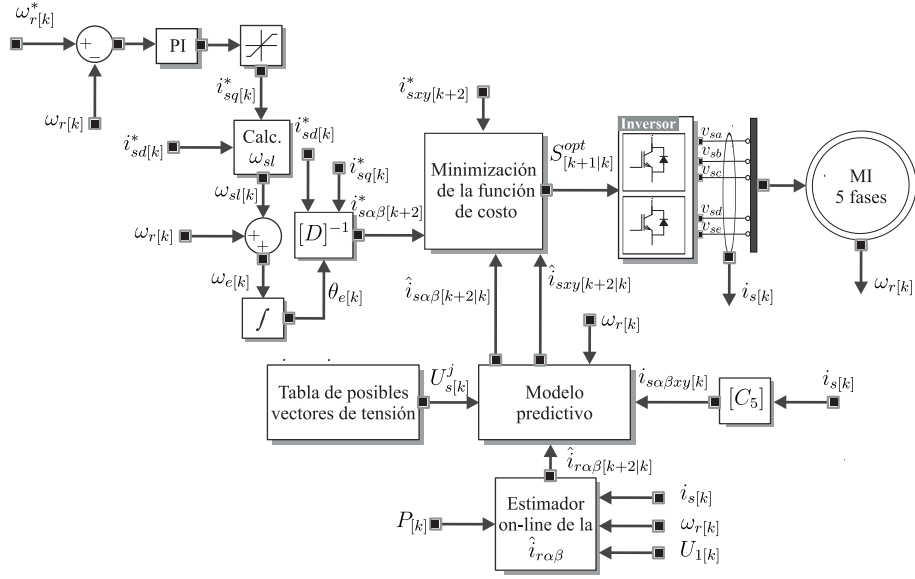


Figura 4.2 Control IRFOC utilizando el control predictivo de corriente (PCC-E₁ o PCC-E₄) como bucle interno de control de corriente aplicado a la MI simétrica de cinco fases.

y cerrar este trabajo de investigación, se estudia el control de velocidad de una MI de cinco fases basado en la técnica IRFOC y utilizando el PCC-E₄.

El entorno de simulación descrito en la **Sección 3.3** ha sido utilizado como bucle interno de control de corriente en el esquema del control de velocidad que se muestra en la **Figura 4.2**. El variador de velocidad se aplica a la MI simétrica de cinco fases cuyos parámetros eléctricos y mecánicos se detallan en la **Tabla 3.1**. El esquema de control de velocidad se basa en la técnica IRFOC descrita en detalle en la **Sección 2.4.1**.

Se ha realizado la simulación del control de velocidad considerando únicamente el estimador óptimo PCC-E₄ descrito en los apartados anteriores. Se ha considerado una frecuencia de muestreo de 15 kHz, $V_{dc} = 300$ V, la función de costo descrita por medio de (3.42) con $\lambda_{xy} = 0,1$ y condiciones no ideales tales como ruido de medida y de proceso. El controlador PI ha sido utilizado en la regulación de velocidad cuyos ganancias proporcional ($K_p = 2$) e integral ($T_I = 12$) han sido inicialmente obtenidos utilizando el método de *Ziegler-Nichols* y posteriormente sintonizados siguiendo métodos heurísticos, hasta obtener una presupuesta dinámica aceptable.

La **Figura 4.3** muestra el seguimiento de la velocidad considerando una referencia en forma de rampa (entre 0 a 1 s) hasta alcanzar el valor de 500 rpm y manteniendo constante en dicho valor hasta el instante $t = 3$ s donde se realiza un cambio en la referencia de velocidad a -500 rpm. La velocidad de referencia se representa mediante curvas de

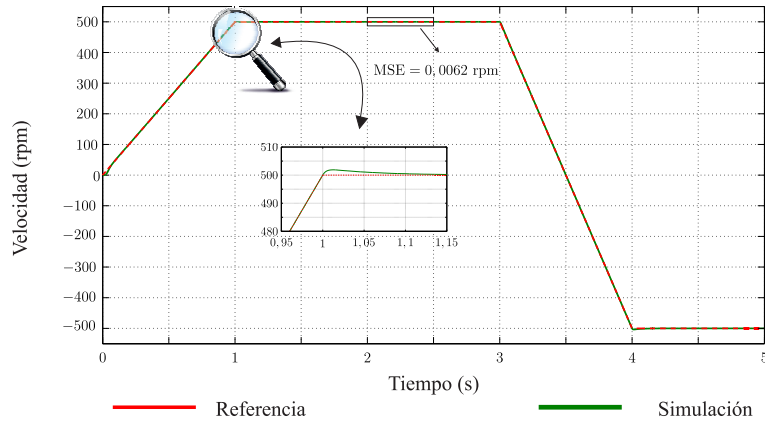


Figura 4.3 Resultados obtenidos mediante simulaciones de empleando el PCC en el bucle interno de corriente en el control IRFOC aplicado a la MI de cinco fases.

color rojo mientras que la velocidad simulada (medida) en color verde. Obsérvese que el variador de velocidad muestra un excelente seguimiento de la referencia, que se puede concluir del hecho en que el MSE del seguimiento de la velocidad en régimen permanente es 0,0062 rpm.

Por otro lado, en la **Figura 4.4** se muestra el seguimiento de las corrientes $i_{s\alpha}$, $i_{s\beta}$ e i_{sx} representados por curvas de color rojo, azul y verde, respectivamente, mientras que las corrientes de referencia se representan en color negro. La eficiencia en términos de error cuadrático se ha podido cuantificar en: $MSE_{i_{s\alpha}} = 0,0199$ A, $MSE_{i_{s\beta}} = 0,0217$ A y $MSE_{i_{sx}} = 0,0704$ A, medidos en el intervalo $3,2 \text{ s} \leq t \leq 3,8 \text{ s}$.

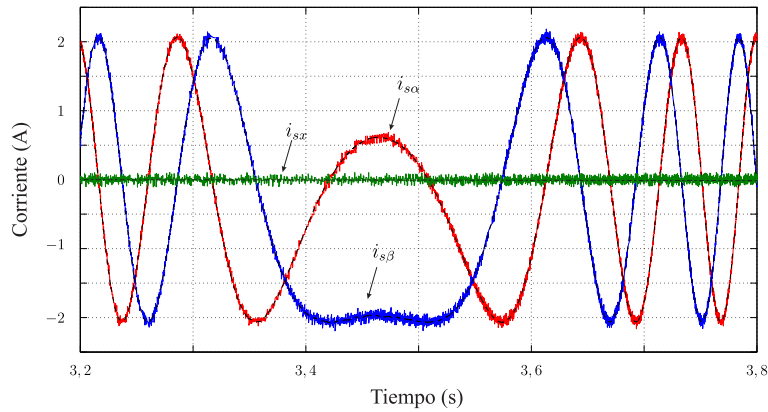


Figura 4.4 Resultado de simulación: corrientes del estátor correspondientes al cruce por cero de la **Figura 4.3**.

En esta sección se realiza la validación experimental de los resultados obtenidos en el apartado anterior. Las **Figuras 4.5-4.8** muestran los resultados experimentales obtenidos, basados en la comparativa de los controladores PCC-E₁ y PCC-E₄. Se utilizan los mismos valores del ruido de proceso y de medida utilizados en la sección anterior, mientras que la frecuencia de muestreo es $f_s = 15$ kHz, y la función de costo se define mediante (3.42) con $\lambda_{xy} = 0, 1$.

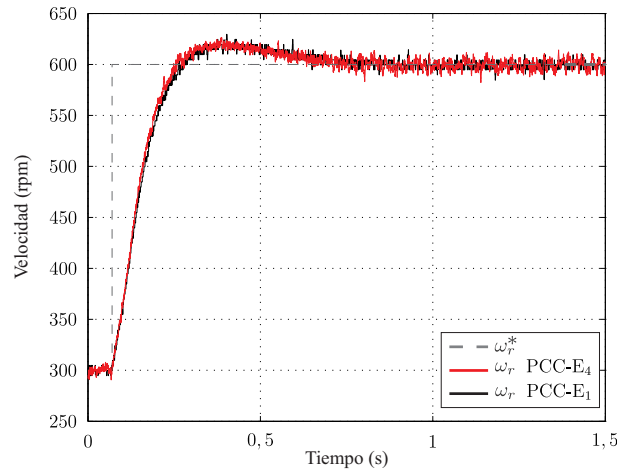


Figura 4.5 Resultado experimental: respuesta al escalón de 300 a 600 rpm utilizado PCC-E₁ (color negro) y PCC-E₄ (color rojo).

La **Figura 4.6** describe la respuesta al escalón (0 a 150 rpm) de los controladores PCC-E₁, PCC-E₄, DTC y PTC. Los resultados del DTC y PTC han sido obtenidos en [22]. De las figuras se puede observar que los métodos PCC-E₁ y PCC-E₄ una mejor respuesta dinámica en termino de velocidad de respuesta en comparación a las estrategias DTC y PTC, no obstante el sobrepico que presentan es mayor.

De manera a examinar la operación del variador multifásico a bajas velocidades se ha realizado un análisis en reversa. La **Figura 4.7** muestra los resultados experimentales obtenidos utilizando las técnicas PCC-E₁ y PCC-E₄, variando la velocidad de referencia de 500 rpm a -500 rpm. La velocidad de respuesta de ambos controladores son similares, aunque realizando el análisis de las corrientes del estátor en los planos $\alpha - \beta$, **Figura 4.8 (superior)**, y $x - y$, **Figura 4.8 (inferior)** muestran una mejor eficiencia del PCC-E₄ en terminos de reducción del MSE. Considerando el plano $x - y$ resulta una característica interesante debido a estas corrientes se relacionan con las pérdidas por efecto Joule en este tipo de MI. La **Tabla 4.2** resume los resultados del MSE obtenidos en el intervalo que se muestra en la **Figura 4.8**, donde se puede comprobar la eficiencia del estimador óptimo.

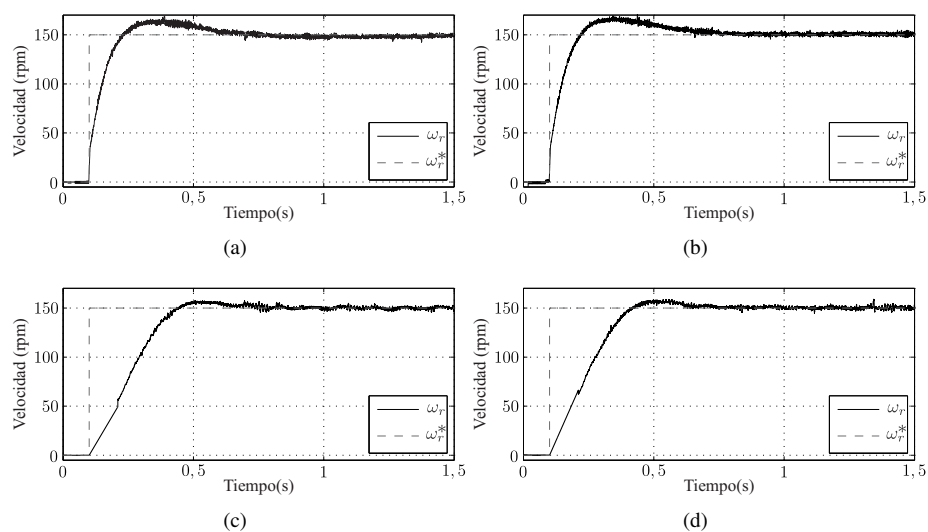


Figura 4.6 Resultado experimental: respuesta al escalón de 0 a 150 rpm utilizado (a) PCC-E₁, (b) PCC-E₄, (c) DTC y (d) PTC.

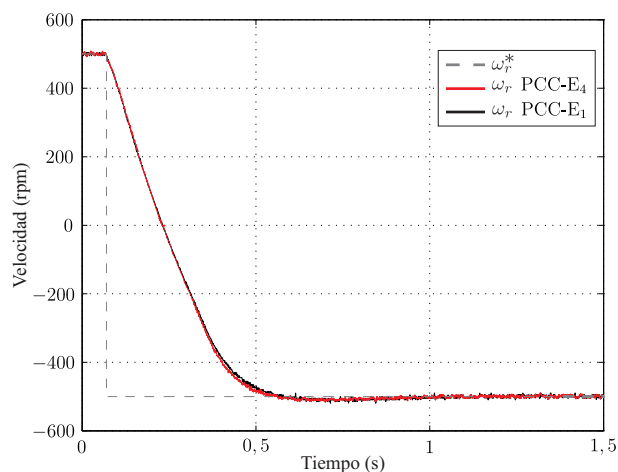


Figura 4.7 Resultado experimental: test de reversa desde 500 a -550 rpm utilizado PCC-E₁ (color negro) y PCC-E₄ (color rojo).

Por último, la **Figura 4.9** muestra el detalle de la implementación en tiempo real del variador de velocidad junto con los estimadores de estado. Obsérvese que ambos métodos imponen los mismos requerimientos al procesador (eQEP, interrupciones PWM, etc.). Sin embargo, desde el punto de vista de la carga computacional, el método PCC-E₄

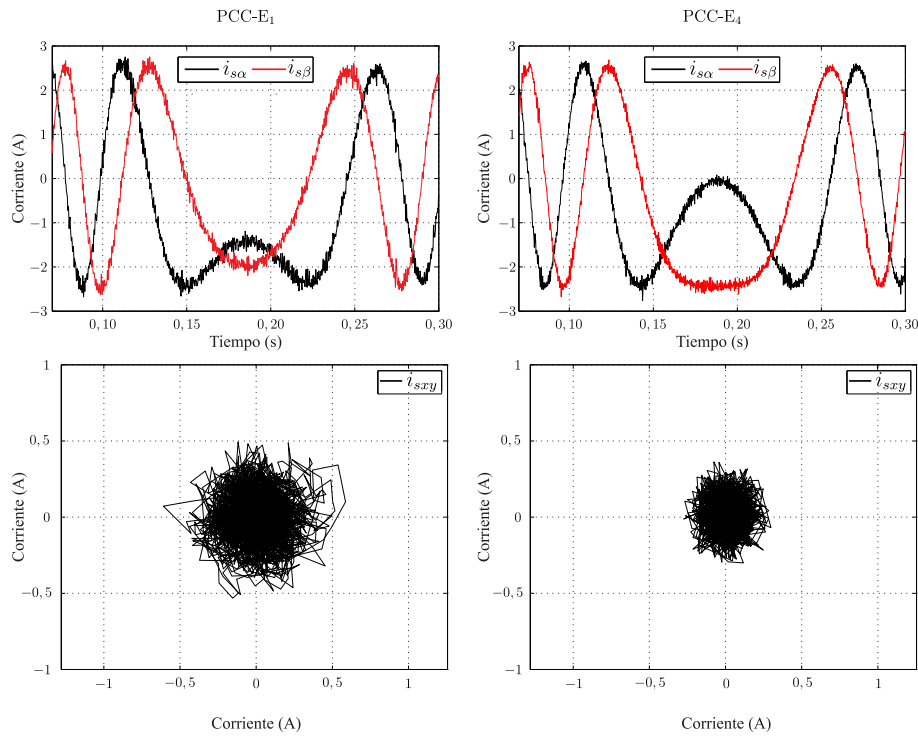


Figura 4.8 Resultado experimental: corrientes del estátor correspondientes al cruce por cero de la Figura 4.7.

Bucle interno PCC	MSE $i_{s\alpha}$	MSE $i_{s\beta}$	MSE i_{sxy}
PCC-E ₁	0,1270	0,1249	0,2331
PCC-E ₄	0,0722	0,0877	0,1430

Tabla 4.2 Resultados experimentales obtenidos de la Figura 4.8.

requiere alrededor de $52,5 \mu s$ mientras que el método PCC-E₁ sólo requiere $33,4 \mu s$ en un período de muestreo. Esta es una clara desventaja del método de estimación basado en el KF, particularmente en accionamientos de baja potencia donde las frecuencias de conmutación pueden alcanzar valores cercanos a los 20 kHz. Sin embargo, los accionamientos multifásicos se asocian generalmente a sistemas de alta potencia donde las frecuencias de conmutación tienden a ser bajo, por tanto, el costo computacional de los métodos propuestos no presentan dificultades para su aplicación práctica.

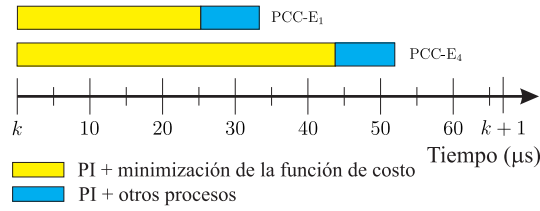


Figura 4.9 Costo computacional de la implementación del variador de velocidad.

4.4 Resumen

En el presente capítulo se ha utilizado un método óptimo de estimación de las covarianzas del ruido basado en la técnica ALS. Las covarianzas obtenidas han sido utilizadas en el PCC que utiliza el estimador basado en el KF. Se ha comparado experimentalmente el PCC resultante con las estrategias presentadas en el capítulo anterior. Los resultados obtenidos muestran su mejor eficiencia teniendo la reducción del MSE en los planos $\alpha - \beta$ y $x - y$.

Posteriormente se ha utilizado el PCC como bucle interno de control de corriente en el esquema IRFOC aplicado a la MI simétrica de cinco fases. Primeramente se ha realizado un estudio teórico en base a simulaciones del variador multifásico utilizando los estimadores de estado propuestos en la presente Tesis Doctoral, obteniéndose valores muy bajos del MSE en los planos $\alpha - \beta$ y $x - y$ al utilizar el estimador óptimo. La validación experimental del variador de velocidad realizada a modo de comparar los resultados que arrojan el estimador óptimo y el estimador convencional. Los resultados obtenidos muestran un comportamiento similar teniendo en cuenta el seguimiento de la velocidad de referencia. No obstante, teniendo en cuenta el seguimiento de las corrientes en los planos estacionarios se consigue mejoras significativas utilizando el estimador óptimo, considerando como parámetro de eficiencia el MSE. Además, los resultados experimentales han sido obtenidos utilizando una frecuencia de muestreo mayor al utilizado en el capítulo anterior, demostrando así que el costo computacional de utilizar estimadores es igualmente despreciable para frecuencias de muestreo elevadas.

Los resultados obtenidos han dado lugar a varias publicaciones congresos de relevancia internacional, las cuales se anexan a la memoria de la Tesis Doctoral.

CAPÍTULO 5

CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

5.1 Conclusiones

Esta Tesis Doctoral ha abordado el estudio de los estimadores on-line de variables rotóricas enfocando su aplicación al control de velocidad de accionamientos multifásicos con un bucle interno de control predictivo de corriente. Las principales contribuciones y conclusiones se resumen a continuación:

- Se analizó, por primera vez, la influencia de estimadores de estado en los procesos de estimación de las variables rotóricas (específicamente las corrientes del rotor) y se ha aplicado su uso en la mejora de las prestaciones del control predictivo de corriente de máquinas de inducción multifásicas. Se han utilizado dos métodos de estimación: el filtro de Kalman y el observador de Luenberger, y los controladores resultantes fueron comparados con la estrategia convencional PCC.
- Los métodos de estimación han sido estudiados inicialmente a nivel de simulaciones en el PCC de una MI simétrica de cinco fases y otra asimétrica de seis fases, y los

resultados obtenidos han demostrado que el estimador basado en el KF ha resultado ser más eficiente que el estimador basado en el LO, principalmente en aquellos casos en que se ha considerado la presencia de ruido de medida y de proceso. Sin embargo, se ha podido determinar que cuando el ruido tiende a cero, ambos estimadores no presentan diferencias significativas, y en cualquier caso, la estrategia convencional posee mayor error cuadrático medio y mayor distorsión total armónica. Esta conclusión es especialmente relevante ya que se ha podido verificar que la ventaja del KF respecto al LO gravita en que el primero hace explícito la presencia del ruido en el modelo del sistema, realizando una estimación de la matriz de ganancia óptima para cada instante de muestreo que minimiza una función de costo predefinida. Estos resultados, obtenidos primeramente a nivel teórico, han demostrado la viabilidad de la implementación de los estimadores para la mejora del PCC con el propósito de extraer y cuantificar parámetros de rendimientos.

- Posteriormente han sido validados experimentalmente los métodos de estimación en el PCC de una MI de cinco fases. Se han analizado distintos puntos de operación, variando tanto la frecuencia eléctrica como el par de carga. Los estimadores han sido implementados utilizando ganancias sintonizadas mediante el método de estimación de la covarianza y el método de lugar geométrico de las raíces, para el KF y el LO, respectivamente. Los resultados obtenidos muestran comportamientos similares entre el KF y el LO, no obstante, ambos presentan una mayor eficiencia respecto a la estrategia convencional, teniendo en cuenta el error cuadrático medio del seguimiento de corriente en los planos $\alpha - \beta$ y $x - y$. La reducción del MSE en ambos planos es importante, ya que el primero, $\alpha - \beta$, está asociado a la conversión de la energía, mientras que el segundo, $x - y$, está asociado a las pérdidas en el estátor de la MI multifásica, por el tipo de máquina considerado.
- Se ha podido demostrar, además, que el costo computacional de implementar el KF es mucho más elevado que el LO y la solución estándar, aunque ambos son fácilmente implementables en los modernos procesadores digitales, constituyendo el costo computacional un parámetro despreciable al momento de la implementación.
- Utilizando el método basado en el ALS para la estimación óptima de las covarianzas incorporadas en el KF ha sido posible obtener los mejores resultados en el PCC aplicado a la MI simétrica de cinco fases. Además, los resultados experimentales fueron obtenidos utilizando una frecuencia de muestreo mayor (15 kHz), demostrando así que el costo computacional del KF es igualmente despreciable para frecuencias de muestreo elevadas.

- El uso de los estimadores en el control de velocidad basado en la estrategia IRFOC con un bucle interno de PCC fue también estudiado. Se ha podido demostrar que la incorporación de los estimadores no afecta significativamente a la respuesta dinámica y el seguimiento de velocidad, no obstante, el seguimiento de corriente mejora significativamente. En ese contexto, el error cuadrático medido obtenido en el seguimiento de la corriente en los planos $\alpha - \beta$ y $x - y$ disminuye considerablemente en comparación con el método estándar.
- Los resultados obtenidos han dado como resultado varios artículos en revistas, capítulos de libro y artículos en conferencia. La **Tabla 5.1** contiene un resumen de los artículos de revista científica, capítulos de libro, conferencia, proyectos de investigación, codirecciones de proyectos finales de carrera (PFC) y trabajos finales de máster (TFM) en los que ha participado el doctorando a lo largo del periodo de desarrollo de esta Tesis Doctoral, y que directa o indirectamente tienen relación con este trabajo de investigación.

Producción/Actividad	Número
Artículos en revista científica	4
Capítulos de libro	2
Artículos de conferencia	14
Participación en proyectos de I+D	5
PFC codirigidos	12
TFM codirigidos	2

Tabla 5.1 Resumen de los logros obtenidos durante la Tesis Doctoral.

5.2 Trabajo Futuro

El uso de estimadores de variables rotóricas en el control predictivo de corriente aplicado a los accionamientos multifásicos es un tema de investigación que ha sido escasamente abordado en la literatura. Por dicho motivo existen varios tópicos que pueden profundizarse dentro de esta línea, entre los que se citan los más relevantes a juicio de este doctorando:

- Extender el estudio a otras máquinas multifásicas, con un número diferente de fases a los estudiados en esta Tesis, como así también con diferentes tecnologías constructivas.
- Extraer resultados experimentales del control predictivo+SVPWM utilizando estimadores de la corriente del rotor. El análisis teórico del mismo ya fue realizado en [175].

- Extraer resultados experimentales del control predictivo de corriente con el uso de estimadores de la corriente del rotor en presencia de fallas (post-falta). El análisis teórico del mismo ya fue realizado en [176].
- Analizar teórica y experimentalmente el control predictivo+SVPWM utilizando estimadores de la corriente del rotor en presencia de fallas (post-falta).
- Extender el control estudiado con estimadores al control sensorless de accionamientos multifásicos.

REFERENCIAS

- [1] J. Rodríguez, M. Kazmierkowski, J. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. Young y C. Rojas, “State of the art of finite control set model predictive control in power electronics,” *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, 2013.
- [2] J. Rodríguez, J. Pontt, C.A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortés y U. Ammann, “Predictive current control of a voltage source inverter,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 1, pp. 495–503, 2007.
- [3] H. Miranda, P. Cortés, J.I. Yuz y J. Rodríguez, “Predictive torque control of induction machines based on state-space models,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1916–1924, 2009.
- [4] E.J. Fuentes, A. Silva y J.I. Yuz, “Predictive speed control of a two-mass system driven by a permanent magnet synchronous motor,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 7, pp. 2840–2848, 2012.
- [5] S. Vázquez, J. León, L.G. Franquelo, J. Rodríguez, H. Young, A. Márquez y P. Zanchetta, “Model predictive control: a review of its applications in power electronics,” *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 8, no. 1, pp. 16–31, 2014.
- [6] S. Kouro, M.A. Pérez, J. Rodríguez, A.M. Llor y H.A. Young, “Model predictive control: MPC’s role in the evolution of power electronics,” *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, 2015.

- [7] F. Barrero y M.J. Durán, "Recent advances in the design, modeling and control of multiphase machines – Part I," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 449–458, 2016.
- [8] M.J. Durán y F. Barrero, "Recent advances in the design, modeling and control of multiphase machines – Part II," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 459–468, 2016.
- [9] E. Levi, "Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 433–448, 2016.
- [10] F. Barrero, M.R. Arahal, R. Gregor, S. Toral y M.J. Durán, "A proof of concept study of predictive current control for VSI driven asymmetrical dual three-phase AC machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1937–1954, 2009.
- [11] M.R. Arahal, F. Barrero, S. Toral, M.J. Durán y R. Gregor, "Multi-phase current control using finite-state model-predictive control," *Control Eng. Pract.*, vol. 17, no. 5, pp. 579–587, 2009.
- [12] M.J. Durán, J. Prieto, F. Barrero y S. Toral, "Predictive current control of dual three-phase drives using restrained search techniques," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 8, pp. 3253–3263, 2011.
- [13] F. Barrero, M.R. Arahal, R. Gregor, S. Toral y M.J. Durán, "One-step modulation predictive current control method for the asymmetrical dual three-phase induction machine," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1974–1983, 2009.
- [14] R. Gregor, F. Barrero, S. Toral, M.J. Durán, M.R. Arahal, J. Prieto y J.L. Mora, "Predictive-SVPWM current control method for asymmetrical dual three-phase induction motor drives," *IET Electric Power Appl.*, vol. 4, no. 1, pp. 26–34, 2010.
- [15] F. Barrero, J. Prieto, E. Levi, R. Gregor, S. Toral, M.J. Durán y M. Jones, "An enhanced predictive current control method for asymmetrical six-phase motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 8, pp. 3242–3252, 2011.
- [16] M.J. Durán, J. Riveros, F. Barrero, H. Guzmán y J. Prieto, "Reduction of common-mode voltage in five-phase induction motor drives using predictive control techniques," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, pp. 2059–2067, 2012.
- [17] C.S. Lim, E. Levi, M. Jones, N.A. Rahim y W.P. Hew, "FCS-MPC-based current control of a five-phase induction motor and its comparison with PI-PWM control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 149–163, 2014.
- [18] P. Alkorta, O. Barambones, J. Cortajarena y A. Zubizarreta, "Efficient multivariable generalized predictive control for sensorless induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 9, pp. 5126–5134, 2014.
- [19] M. Habibullah y D.D.-C. Lu, "A speed-sensorless FS-PTC of induction motors using extended Kalman filters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 6765–6778, 2015.

- [20] C. Xia, M. Wang, Z. Song y T. Liu, "Robust model predictive current control of three-phase voltage source PWM rectifier with online disturbance observation," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 8, no. 3, pp. 459–471, 2012.
- [21] H. Liu y S. Li, "Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 1171–1183, 2012.
- [22] J. Riveros, F. Barrero, E. Levi, M.J. Durán, S. Toral y M. Jones, "Variable-speed five-phase induction motor drive based on predictive torque control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 8, pp. 2957–2968, 2013.
- [23] J. Huang, B. Li, H. Jiang y M. Kang, "Analysis and control of multiphase permanent-magnet bearingless motor with a single set of half-coiled winding," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 7, pp. 3137–3145, 2014.
- [24] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, 2008.
- [25] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H.A. Toliyat y S. Williamson, "Multiphase induction motor drives – A technology status review," *IET Electr. Power Appl.*, vol. 1, no. 4, pp. 489–516, 2007.
- [26] W. Cao, B.C. Mecrow, G.J. Atkinson, J.W. Bennett y D.J. Atkinson, "Overview of electric motor technologies used for more electric aircraft (MEA)," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 9, pp. 3523–3531, 2012.
- [27] J. Liu, L. Huang, H. Yu, C. Wen y W. Zhong, "Study on the characteristics of a novel six-phase fault-tolerant linear permanent magnet machine for linear oil pumping," *IEEE Trans. Appl. Supercond.*, vol. 24, no. 3, pp. 1–5, 2014.
- [28] E. Jung, H. Yoo, S. Sul, H. Choi y Y. Choi, "A nine-phase permanent-magnet motor drive system for an ultrahigh-speed elevator," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 3, pp. 987–995, 2012.
- [29] G. Singh, "Multi-phase induction machine drive research—a survey," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 61, no. 2, pp. 139–147, 2002.
- [30] M. Jones y E. Levi, "A literature survey of state-of-the-art in multiphase AC drives," *Proc. UPEC*, Stafford, Inglaterra, pp. 505–510, 2002.
- [31] G. Singh, K. Nam y S. Lim, "A simple indirect field-oriented control scheme for multiphase induction machine," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 52, no. 4, pp. 1177–1184, 2005.
- [32] S. Vukosavic, M. Jones, E. Levi y J. Varga, "Rotor flux oriented control of a symmetrical six-phase induction machine," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 75, no. 2/3, pp. 142–152, 2005.
- [33] R. Bojoi, E. Levi, F. Farina, A. Tenconi y F. Profumo, "Dual three-phase induction motor drive with digital current control in the stationary reference frame," *IEE Proc. Elec. Power Appl.*, vol. 153, no. 1, pp. 129–139, 2006.

- [34] R. Bojoi, F. Farina, G. Griva, F. Profumo y A. Tenconi, "Direct torque control for dual three-phase induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 6, pp. 1627–1636, 2005.
- [35] K. Hatua y V. Ranganathan, "Direct torque control schemes for split-phase induction machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1243–1254, 2005.
- [36] H. Guzmán, F. Barrero y M.J. Durán, "IGBT-gating failure effect on a fault-tolerant predictive current-controlled five-phase induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 1, pp. 15–20, 2015.
- [37] H. Guzmán, M.J. Durán, F. Barrero, B. Bogado y S. Toral, "Speed control of five-phase induction motors with integrated open-phase fault operation using model-based predictive current control techniques," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 9, pp. 4474–4484, 2014.
- [38] H. Guzmán, M.J. Durán, F. Barrero, L. Zarri, B. Bogado, I. González-Prieto y M.R. Arahal, "Comparative study of predictive and resonant controllers in fault-tolerant five-phase induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 606–617, 2016.
- [39] M.J. Durán, I. González-Prieto, M. Bermúdez, F. Barrero, H. Guzmán y M.R. Arahal, "Optimal fault-tolerant control of six-phase induction motor drives with parallel converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 629–640, 2016.
- [40] I. González-Prieto, M.J. Durán, H.S. Che, E. Levi y F. Barrero, "Fault-tolerant operation of six-phase energy conversion systems with parallel machine-side converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 4, pp. 3068–3079, 2016.
- [41] J. Álvarez, O. López, F.D. Freijedo y J. Doval-Gandoy, "Digital parameterizable VHDL module for multilevel multiphase space vector PWM," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 11, pp. 3946–3957, 2011.
- [42] J.I. León, O. López, L.G. Franquelo, J. Doval-Gandoy, S. Vázquez, J. Álvarez y F.D. Freijedo, "Multilevel multiphase feed-forward space vector modulation technique," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 6, pp. 2026–2075, 2010.
- [43] O. López, E. Levi, F.D. Freijedo y J. Doval-Gandoy, "Number of switching state vectors and space vectors in multilevel multiphase converters," *Electron. Lett.*, vol. 45, no. 10, pp. 524–525, 2009.
- [44] O. López, J. Álvarez, J. Doval-Gandoy y F.D. Freijedo, "Multilevel multiphase space vector PWM algorithm with switching state redundancy," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 3, pp. 792–804, 2009.
- [45] O. López, J. Álvarez, J. Doval-Gandoy y F.D. Freijedo, "Multilevel multiphase space vector PWM algorithm," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 1933–1942, 2008.
- [46] O. López, J. Álvarez, J. Doval-Gandoy, F.D. Freijedo, A. Nogueiras, A. Lago y C.M. Peñalver, "Comparison of the FPGA implementation of two multilevel space vector PWM algorithms," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 4, pp. 1537–1547, 2008.

- [47] E. Levi, *The industrial electronics handbook*, 2da. ed., vol. Power electronics and motor drives, Capítulo: Multiphase AC machines, Estados Unidos: CRC Press, 2011.
- [48] C.L. Fortescue, "Method of symmetrical co-ordinates applied to the solution of polyphase networks," *AIEE Trans.*, vol. 2, no. 37, pp. 1027–1140, 1918.
- [49] R.H. Park, "Two-reaction theory of synchronous machines-I," *AIEE Trans.*, no. 48, pp. 716–731, 1929.
- [50] E. Clarke, *Circuit analysis of A-C power*, Vols. 1 y 2, Nueva York: John Wiley & Sons, 1941 (Vol. 1) y 1950 (Vol. 2).
- [51] K.P. Kovács y I. Rácz, *Transiente vorgänge in wechselstrommaschinen*, Band I y Band II, Hungría: Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, 1959.
- [52] C. Concordia, *Synchronous machines: theory and performance*, Nueva York: John Wiley & Sons, 1951.
- [53] B. Adkins, *The general theory of electric machines*, Londres: Chapman & Hall, 1957.
- [54] D.C. White y H.H. Woodson, *Electromechanical energy conversion*, Nueva York: John Wiley & Sons, 1959.
- [55] W.J. Gibbs, *Electric machine analysis using matrices*, Londres: Sir Isaac Pitman & Sons, 1962.
- [56] S. Seely, *Electromechanical energy conversion*, Nueva York: McGraw-Hill, 1962.
- [57] K.P. Kovács, *Symmetrische komponenten in wechselstrommaschinen*, Suiza: Birkhäuser Verlag, 1962.
- [58] M.G. Say, *Introduction to the unified theory of electromagnetic machines*, Londres: Pitman Publishing, 1971.
- [59] H. Späth, *Elektrische maschinen*, Alemania: Springer-Verlag, 1973.
- [60] N.N. Hancock, *Matrix analysis of electrical machinery*, 2da. ed., Oxford: Pergamon Press, 1974.
- [61] P.M. Anderson y A.A. Fouad, *Power system control and stability*, Ames: The Iowa State University Press, 1980.
- [62] J. Lesenne, F. Notelet y G. Segulier, *Introduction à l'électrotechnique approfondie*, París: Technique et Documentation, 1981.
- [63] Ph. Barret, *Régimes transitoires des machines tournantes électriques*, París: Eyrolles, 1982.
- [64] J. Chatelain, *Machines électriques*, París: Dunod, 1983.
- [65] A. Ivanov-Smolensky, *Electrical machines*, Part 3, Moscú: Mir Publishers, 1983.
- [66] I.P. Kopylov, *Mathematical models of electric machines*, Moscú: Mir Publishers, 1984.
- [67] K.P. Kovács, *Transient phenomena in electrical machines*, Hungría: Akadémiai Kiadó, 1984.

- [68] P.C. Krause, *Analysis of electric machinery*, Nueva York: McGraw-Hill, 1986.
- [69] I. Boldea y S.A. Nasar, *Electric machine dynamics*, Nueva York: Macmillan Publishing, 1986.
- [70] G.J. Retter, *Matrix and space-phasor theory of electrical machines*, Hungría: Akadémiai Kiadó, 1987.
- [71] T.A. Lipo y F.X. Wang, *Design and performance of a converter optimized AC machine*, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 20, no. 4, pp. 834–844, 1984.
- [72] J. Riveros, “Aportaciones en el control de máquinas multifásicas,” *Tesis Doctoral*, Universidad de Sevilla, 2013.
- [73] D.C. White y H.H. Woodson, *Electromechanical Energy Conversion*, The MIT Press, Ed. New York: John Wiley & Sons, Inc., 1968.
- [74] B. Wilamowski y J. Irwin, *Power Electronics and Motor Drives*, ser. Electrical engineering handbook series. Estados Unidos: CRC Press, 2011.
- [75] J. Malvar, “Analysis of time and space harmonics in symmetrical multiphase induction motor drives by means of vector space decomposition,” *Tesis Doctoral*, Universidad de Vigo, 2015.
- [76] R. Bojoi, “Analysis, design and implementation of a dual three-phase vector controlled induction motor drive,” *Tesis Doctoral*, Politecnico Di Torino, 2002.
- [77] E. Levi, *The industrial electronics handbook*, 2da. ed., vol. Power electronics and motor drives, Capítulo: FOC: Field-oriented control, Estados Unidos: CRC Press, 2011.
- [78] M. Jones, S. Vukosavic, D. Dujic y E. Levi, “A synchronous current control scheme for multiphase induction motor drives,” *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 24, no. 4, pp. 860–868, 2009.
- [79] H.S. Che, E. Levi, M. Jones, W.P. Hew y N.A. Rahim, “Current control methods for an asymmetrical six-phase induction motor drive,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 1, pp. 407–417, 2014.
- [80] A.G. Yepes, J. Malvar, A. Vidal, O. López y J. Doval-Gandoy, “Current harmonic compensation based on multiresonant control in synchronous frames for symmetrical n-phase machines,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 5, pp. 2708–2720, 2015.
- [81] Y. Hu, Z. Zhu y K. Liu, “Current control for dual three-phase permanent magnet synchronous motors accounting for current unbalance and harmonics,” *IEEE Trans. Emerg. Sel. Topics Power Electron.*, vol. 2, no. 2, pp. 272–284, 2014.
- [82] J. Karttunen, S. Kallio y P. Peltoniemi, “Decoupled vector control scheme for dual three-phase permanent magnet synchronous machines,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 5, pp. 2185–2196, 2014.
- [83] A.S. Abdel-Khalik, M.I. Masoud y B.W. Williams, “Eleven phase induction machine: steady-state analysis and performance evaluation with harmonic injection,” *IET Electr. Power App.*, vol. 4, no. 8, pp. 670–685, 2010.

- [84] A.S. Abdel-Khalik, S.M. Gadoue, M.I. Masoud y B.W. Williams, "Optimum flux distribution with harmonic injection for a multiphase induction machine using genetic algorithms," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 26, no. 2, pp. 501–512, 2011.
- [85] Z. Libo, J.E. Fletcher, B.W. Williams y H. Xiangning, "Dual-plane vector control of a five-phase induction machine for an improved flux pattern," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 1996–2005, 2008.
- [86] A.S. Abdel-Khalik, M.I. Masoud y B.W. Williams, "Improved flux pattern with third harmonic injection for multiphase induction machines," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1563–1578, 2012.
- [87] A.S. Abdel-Khalik, M.I. Masoud y B.W. Williams, "Vector controlled multiphase induction machine: harmonic injection using optimized constant gains," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 89, pp. 116–128, 2012.
- [88] A.S. Abdel-Khalik, M.I. Masoud, S. Ahmed y B.W. Williams, "Effect of current harmonic injection on constant rotor volume multiphase induction machine stators: a comparative study," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, pp. 2002–2013, 2012.
- [89] M. Mengoni, L. Zarri, A. Tani, L. Parsa, G. Serra y D. Casadei, "High-torque density control of multiphase induction motor drives operating over a wide speed range," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 2, pp. 814–825, 2015.
- [90] H.S. Che, M.J. Durán, E. Levi, M. Jones, W.P. Hew y N.A. Rahim, "Postfault operation of an asymmetrical six-phase induction machine with single and two isolated neutral points," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 10, pp. 5406–5416, 2014.
- [91] I. González-Prieto, M.J. Durán, H.S. Che, E. Levi y J.A. Aguado, "Fault-tolerant efficient control of six-phase induction generators in wind energy conversion systems with series-parallel machine-side converters," *Proc. PEMD*, Manchester, Inglaterra, CD-ROM, 2014.
- [92] I. González-Prieto, M.J. Durán, H.S. Che, E. Levi y F. Barrero, "Fault-tolerant control of six-phase induction generators in wind energy conversion systems with series-parallel machine-side converters," *Proc. IECON*, Viena, Austria, pp. 5274–5279, 2013.
- [93] F. Betin y G.A. Capolino, "Shaft positioning for six-phase induction machines with open phases using variable structure control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 6, pp. 2612–2620, 2012.
- [94] L. Alberty y N. Bianchi, "Experimental tests of dual three-phase induction motor under faulty operating condition," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 5, pp. 2041–2048, 2012.
- [95] M. Barcaro, N. Bianchi y F. Magnussen, "Faulty operations of a PM fractional-slot machine with a dual three-phase winding," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 9, pp. 3825–3832, 2011.
- [96] M.A. Fnaiech, F. Betin, G.A. Capolino y F. Fnaiech, "Fuzzy logic and sliding-mode controls applied to six-phase induction machine with open phases," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 1, pp. 354–364, 2010.

- [97] J. Rodríguez y P. Cortés, *Predictive control of power converters and electrical drives*, 1era. ed., Nueva York: Wiley-IEEE Press, 2012.
- [98] P. Cortés, M.P. Kazmierkowski, R.M. Kennel, D.E. Quevedo y J. Rodríguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, 2008.
- [99] J. Holtz y S. Stadtfeld, "A predictive controller for the stator current vector of AC machines fed from a switched voltage source," *Proc. IPEC*, Tokio, Japón pp. 1665–1675, 1983.
- [100] P. Mutschler, "A new speed-control method for induction motors," *Proc. PCIM*, Nuremberg, Alemania, pp. 131–136, 1998.
- [101] T. Kawabata, T. Miyashita y Y. Yamamoto, "Dead beat control of three phase PWM inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 5, no. 1, pp. 21–28, 1990.
- [102] O. Kukrer, "Discrete-time current control of voltage-fed three-phase PWM inverters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 11, no. 2, pp. 260–269, 1996.
- [103] S. Kouro, P. Cortés, R. Vargas, U. Ammann y J. Rodríguez, "Model predictive control – a simple and powerful method to control power converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1826–1838, 2009.
- [104] E.F. Camacho y C. Bordons, *Model Predictive Control*, Springer Verlag, 1999.
- [105] J.M. Maciejowski, *Predictive Control with Constraints*, Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 2002.
- [106] G.C. Goodwin, M.M. Seron y J.A.D. Dona, *Constrained Control and Estimation – An Optimization Perspective*, Springer Verlag, 2005.
- [107] C.E. García, D.M. Prett y M. Morari, "Model predictive control: theory and practice – a survey," *Automatica*, vol. 25, no. 3, pp. 335–348, 1989.
- [108] C. Bordons y E. Camacho, "A generalized predictive controller for a wide class of industrial processes," *IEEE Trans. Control Syst. Technol.*, vol. 6, no. 3, pp. 372–387, 1998.
- [109] D.W. Clarke, C. Mohtadi y P.S. Tuffs, "Generalized predictive control – part I. The basic algorithm," *Automatica*, vol. 23, no. 2, pp. 137–148, 1987.
- [110] E. El-Kholy, "Generalized predictive controller for a boost AC to DC converter fed DC motor," *Proc. PEDS*, Kuala Lumpur, Malasia, vol. 2, pp. 1090–1095, 2005.
- [111] S. Effler, A. Kelly, M. Halton y K. Rinne, "Automated optimization of generalized model predictive control for DC–DC converters," *Proc. PESC*, Rodas, Grecia, pp. 134–139, 2008.
- [112] K. Low, "A digital control technique for a single-phase PWM inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 45, no. 4, pp. 672–674, 1998.
- [113] R. Kennel, A. Linder y M. Linke, "Generalized predictive control (GPC): ready for use in drive applications?," *Proc. PESC*, Vancouver, Canadá, vol. 4, pp. 1839–1844, 2001.

- [114] P. Eiguren, O. Caramazana, A. Garrido Hernandez y I. Garrido Hernandez, "SVPWM linear generalized predictive control of induction motor drives," *Proc. ISIE*, Cambridge, Inglaterra, pp. 588–593, 2008.
- [115] S. Hassaine, S. Moreau, C. Ogab y B. Mazari, "Robust speed control of PMSM using generalized predictive and direct torque control techniques," *Proc. ISIE*, Vigo, España, pp. 1213–1218, 2007.
- [116] S. Mariethoz y M. Morari, "Explicit model-predictive control of a PWM inverter with an LCL filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 389–399, 2009.
- [117] S. Mariethoz, A. Domahidi y M. Morari, "Sensorless explicit model predictive control of permanent magnet synchronous motors," *Proc. IEMDC*, pp. 1250–1257, 2009.
- [118] C. Bucciella, C. Cecati y H. Latafat, "Digital control of power converters - A survey," *IEEE Trans. Ind. Inf.*, vol. 8, no. 3, pp. 437–447, 2012.
- [119] T. Atalik, M. Deniz, E. Koc, C. Gercek, B. Gultekin, M. Ermis y I. Cadirci, "Multi-DSP and -FPGA based fully-digital control system for cascaded multilevel converters used in facts applications," *IEEE Trans. Ind. Inf.*, vol. 8, no. 3, pp. 511–527, 2012.
- [120] A. Sánchez, A. de Castro y J. Garrido, "A comparison of simulation and hardware-in-the-loop alternatives for digital control of power converters," *IEEE Trans. Ind. Inf.*, vol. 8, no. 3, pp. 491–500, 2012.
- [121] M. Kazmierkowski, M. Jasinski y G. Wrona, "DSP-based control of grid-connected power converters operating under grid distortions," *IEEE Trans. Ind. Inf.*, vol. 7, no. 2, pp. 204–211, 2011.
- [122] C.A. Rojas, J.I. Yuz, C.A. Silva y J. Rodríguez, "Comments on "predictive torque control of induction machines based on state-space models"," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 3, pp. 1635–1638, 2014.
- [123] P. Cortés, J. Rodríguez, C. Silva y A. Flores, "Delay compensation in model predictive current control of a three-phase inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 1323–1325, 2012.
- [124] D. Quevedo, R. Aguilera, M. Pérez, P. Cortés y R. Lizana, "Model predictive control of an AFE rectifier with dynamic references," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 7, pp. 3128–3136, 2012.
- [125] K. Takahashi, K. Ohishi y T. Kanmachi, "A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820–827, 1986.
- [126] M. Depenbrock, "Direct self-control DSC of inverter-fed induction machine," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 3, no. 4, pp. 420–429, 1988.
- [127] A. Taheri, A. Rahmati y S. Kaboli, "Comparison of efficiency for different switching tables in six-phase induction motor DTC drives," *J. Power Electron.*, vol. 12, no. 1, pp. 128–135, 2012.

- [128] A. Taheri, A. Rahmati y S. Kaboli, "Efficiency improvement in DTC of six-phase induction machine by adaptive gradient descent of flux," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 3, pp. 1552–1562, 2012.
- [129] L. Gao, J.E. Fletcher y L. Zheng, "Low speed control improvements for a 2-level 5-phase inverter-fed induction machine using classic direct torque control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 7, pp. 2744–2754, 2011.
- [130] R. Karampuri, J. Prieto, F. Barrero y S. Jain, "Extension of the DTC technique to multiphase induction motor drives using any odd number of phases," *Proc. VPPC*, Coimbra, Portugal, CD-ROM, 2014.
- [131] M. Bermúdez, I. González-Prieto, F. Barrero, M.J. Durán y X. Kestelyn, "Open-phase fault operation of 5-phase induction motor drives using DTC techniques," *Proc. IECON*, Yokohama, Japón, 2015.
- [132] M. Bermúdez, H. Guzmán, I. González-Prieto, F. Barrero, M.J. Durán y X. Kestelyn, "Comparative study of DTC and RFOC methods for the open-phase fault operation of a 5-phase induction motor drive," *Proc. IECON*, Yokohama, Japón, 2015.
- [133] T. Geyer, G. Papafotiou y M. Morari, "Model predictive direct torque control—Part I: Concept, algorithm, and analysis," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1894–1905, 2009.
- [134] G. Papafotiou, J. Kley, K. Papadopoulos, P. Bohren y M. Morari, "Model predictive direct torque control—Part II: Implementation and experimental evaluation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1906–1915, 2009.
- [135] T. Geyer, "Computationally efficient model predictive direct torque control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 26, no. 10, pp. 2804–2816, 2011.
- [136] J. Riveros, B. Bogado, J. Prieto, F. Barrero, S. Toral y M. Jones, "Multiphase machines in propulsion drives of electric vehicles," *Proc. EPE-PEMC*, Ohrid, Macedonia, 2010.
- [137] J. Prieto, J. Riveros, B. Bogado, F. Barrero, S. Toral y P. Cortés, "Electric propulsion technology based in predictive direct torque control and asymmetrical dual three-phase drives," *Proc. ITSC*, Coimbra Portugal, 2010.
- [138] J. Rodríguez, R.M. Kennel, J.R. Espinoza, M. Trincado, C.A. Silva y C.A. Rojas, "High-performance control strategies for electrical drives: an experimental assessment," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 812–820, 2012.
- [139] J.A. Riveros, J. Prieto, F. Barrero, S. Toral, M. Jones y E. Levi, "Predictive torque control for five-phase induction motor drives," *Proc. IECON*, Glendale, Arizona, Estados Unidos, pp. 2467–472, 2010.
- [140] C. Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 28, no. 5, pp. 1054–1061, 1992.
- [141] F. Peng y T. Fukao, "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1234–1240, 1994.

- [142] P. Vas, *Sensorless Vector and Direct Torque Control*, New York: Oxford University Press, 1998.
- [143] M.R. Khan, A. Iqbal y M. Ahmad, "MRAS-based sensorless control of a vector controlled five-phase induction motor drive," *Electr. Power Syst. Res.*, vol. 78, pp. 1311–1321, 2008.
- [144] L. Zheng, J.E. Fletcher, B.W. Williams y X. He, "A novel direct torque control scheme for a sensorless five-phase induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 2, pp. 503–513, 2011.
- [145] A.H. Almarhoon, Y. Ren y Z.Q. Zhu, "Sensorless switching-table-based direct torque control for dual three-phase PMSM drives," *Proc. ICEMS*, Hangzhou, China, 2014.
- [146] M. Ramezani y J. Ojo, "The modeling and position sensor-less estimation technique for a nine-phase interior permanent magnet machine using high frequency injections," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, doi: 10.1109/TIA.2015.2506143
- [147] A.S. Morsy, A.S. Abdelkhalik, S. Ahmed y A.M. Massoud, "Sensorless speed control of a five-phase induction machine under open-phase condition", *J. Eng.*, 2014.
- [148] P.L. Jansen y R.D. Lorenz, "A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented induction machine drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 1, pp. 101–110, 1994.
- [149] D.G. Luenberger, "Observing the state of a linear system," *IEEE Trans. Mil. Electron.*, vol. 8, no. 2, pp. 74–80, 1964.
- [150] D.G. Luenberger, "An introduction to observers," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 16, no. 6, pp. 596–602, 1971.
- [151] M.R. Arahal, M. Castilla, J.D. Álvarez y J.A. Sánchez, "Subharmonic content in finite-state model predictive current control of IM," *Proc. IECON*, Viena, Austria, pp. 5866–5872, 2013.
- [152] B. Bogado, F. Barrero, M.R. Arahal, S. Toral y E. Levi, "Sensitivity to electrical parameter variations of predictive current control in multiphase drives," *Proc. IECON*, Viena, Austria, pp. 5215–5220., 2013.
- [153] S. Alireza Davari, D. Khaburi, F. Wang y R. Kennel, "Using full order and reduced order observers for robust sensorless predictive torque control of induction motors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 7, pp. 3424–3433, 2012.
- [154] C. Xia, M. Wang, Z. Song y T. Liu, "Robust model predictive current control of three-phase voltage source PWM rectifier with online disturbance observation," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 8, no. 3, pp. 459–471, 2012.
- [155] A. Merabet, M. Ouhrouche y R.-T. Bui, "Nonlinear predictive control with disturbance observer for induction motor drive," *Proc. ISIE*, Montreal, Canadá, vol. 1, 2006.
- [156] K. Ogata, *Sistemas de control en tiempo discreto*, 2da. ed., México: Prentice-Hall Hispanoamericana, 2002.

- [157] C.G. Verghese y S.R. Sanders, "Observers for flux estimation in induction machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 35, no. 1, pp. 85–94, 1988.
- [158] Y. Zhang y H. Yang, "Model predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 12, pp. 6593–6603, 2014.
- [159] J. Kautsky, N. K. Nichols y P. Van Dooren, "Robust pole assignment in linear state feedback," *Inter. J. Control*, vol. 41, no. 5, pp. 1129–1155, 1985.
- [160] J. Maes y J. Melkebeek, "Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 3, pp. 778–785, 2000.
- [161] R. Kalman, "A new approach to linear filtering and prediction problems," *Trans. ASME, J. Basic Eng.*, vol. 82, pp. 35–45, serie D, 1960.
- [162] F. Auger, M. Hilairret, J.M. Guerrero, E. Monmasson, T. Orlowska-Kowalska y S. Katsura, "Industrial applications of the kalman filter: a review," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 12, pp. 5458–5471, 2013.
- [163] G.L. Franklin, J.D. Powell y M.L. Workman, *Digital control of dynamic systems*, 3ra. ed., California: Addison-Wesley, 1998.
- [164] A. Yepes, J. Riveros, J. Doval-Gandoy, F. Barrero, O. López, B. Bogado, M. Jones y E. Levi, "Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings – Part 1: sinusoidal excitation methods," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 4, pp. 1056–1066, 2012.
- [165] J. Riveros, A. Yepes, F. Barrero, J. Doval-Gandoy, B. Bogado, O. López, M. Jones y E. Levi, "Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings – Part 2: time domain techniques," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 4, pp. 1067–1077, 2012.
- [166] P.C. Krause, O. Wasynczuk, S.D. Sudhoff y S. Pekarek, *Analysis of electric machinery and drive systems*, 3era. ed., Nueva York: Wiley-IEEE Press, 2013.
- [167] R. Gregor, G. Valenzano, J. Rodas, J. Rodríguez-Piñeiro y D. Gregor, "Design and implementation of an FPGA-based real-time simulator for a dual three-phase induction motor drive," *J. Power Electron.*, vol. 16, no. 2, pp. 553–563, 2016.
- [168] R. Gregor, J. Rodas, D. Gregor y F. Barrero, *Induction Motors - Applications, Control and Fault Diagnostics*, Capítulo: Reduced-order observer analysis in MBPC techniques applied to the six-phase induction motor drives, Intech, Croacia, 2015.
- [169] J. Rodas, *Eco-Lógicas. Concurso latinoamericano de monografías sobre energías renovables y eficiencia energética: trabajos seleccionados*, Capítulo: Nuevos enfoques para la generación distribuida basados en sistemas de energía eólica y solar fotovoltaica, Quorum Comunicação, Brasil, 2013.

- [170] J. Rodas, "Análisis y evaluación del funcionamiento del control predictivo de corriente en una máquina de 6 fases con doble devanado trifásico independiente y asimétrico utilizando estimadores de orden reducido," *Trabajo Final de Máster*, Universidad de Sevilla, 2013.
- [171] J. Rodas, R. Gregor, M. Rivera, Y. Takase y M. Arzamendia, "Efficiency analysis of reduced-order observers applied to the predictive current control of asymmetrical dual three-phase induction machines," *Proc. PRECEDE*, Munich, Alemania, pp. 1–7, 2013.
- [172] J. Rodas, R. Gregor, Y. Takase, H. Moreira y M. Rivera, "A comparative study of reduced order estimators applied to the speed control of six-phase generator for a WT applications," *Proc. IECON*, Viena, Austria, pp. 5124–5129, 2013.
- [173] R. Gregor y J. Rodas, "Speed sensorless control of dual three-phase induction machine based on a Luenberger observer for rotor current estimation," *Proc. IECON*, Montreal, Canadá, pp. 3653–3658, 2012.
- [174] J. Rodas y R. Gregor, "Impact of magnetic saturation on the model-based predictive control for asymmetrical dual-three phase induction machine: sensitivity analysis," *Proc. PCIM*, San Pablo, Brasil, CD-ROM, 2012.
- [175] R. Gregor, J. Rodas, J. Muñoz, D. Gregor, M. Ayala y O. González, "Predictive-fixed switching frequency technique for 5-phase induction motor drives," *Proc. SPEEDAM*, Capri, Italia, 2016 (aceptado para su publicación).
- [176] J. Rodas, H. Guzmán, R. Gregor y F. Barrero, "Model predictive current controller using Kalman filter for fault-tolerant five-phase wind energy conversion systems," *Proc. PEDG*, Vancouver, Canadá, 2016 (en revisión).
- [177] A. Beccuti, S. Mariethoz, S. Cliquennois, S. Wang y M. Morari, "Explicit model predictive control of DC–DC switched-mode power supplies with extended Kalman filtering," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1864–1874, 2009.
- [178] L. Salvatore, S. Stasi y L. Tarchioni, "A new EKF-based algorithm for flux estimation in induction machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 40, no. 5, pp. 496–504, 1993.
- [179] C.G. Hilborn y D.G. Lainiotis, "Optimal estimation in the presence of unknown parameters," *IEEE Trans. Syst. Sci. Cyb.*, vol. 5, no. 1, pp. 38–43, 1969.
- [180] D. Alspach, "A parallel filtering algorithm for linear systems with unknown time varying noise statistics," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 19, no. 5, pp. 552–556, 1974.
- [181] R. Kashyap, "Maximum likelihood identification of stochastic linear systems," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 15, no. 1, pp. 25–34, 1970.
- [182] K. Myers y B. Tapley, "Adaptive sequential estimation with unknown noise statistics," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 21, no. 4, pp. 520–523, 1976.
- [183] R.K. Mehra, "On the identification of variances and adaptive Kalman filtering," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 15, no. 12, pp. 175–184, 1970.
- [184] R.K. Mehra, "Approaches to adaptive filtering," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 17, pp. 903–908, 1970.

- [185] P.R. Bélanger, "Estimation of noise covariance matrices for a linear time-varying stochastic process," *Automatica*, vol. 10, 267–275, 1970.
- [186] B. Carew y P.R. Bélanger, "Identification of optimum filter steady-state gain for systems with unknown noise covariances," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 18, no. 6, 582–587, 1973.
- [187] B.J. Odelson, M.R. Rajamani y J.B. Rawlings, "A new autocovariance least-squares method for estimating noise covariances," *Automatica*, vol. 42, no. 2, pp. 303–308, 2006.
- [188] T. Söderström, M. Mossberg y M. Hong, "A covariance matching approach for identifying errors-in-variables systems," *Automatica*, vol. 45, no. 9, pp. 2018–2031, 2009.

APÉNDICE A

ARTÍCULOS PUBLICADOS

En este apéndice se realiza una recopilación de los artículos publicados en el marco de esta Tesis Doctoral, en el siguiente orden:

1. **J. Rodas**, F. Barrero, M.R. Arahal, C. Martín, R. Gregor, “On-line estimation of rotor variables in predictive current controllers: a case study using five-phase induction machines,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, (en evaluación versión R3), (JCR-2014: 6,498).
2. **J. Rodas**, C. Martín, M.R. Arahal, F. Barrero, R. Gregor, “Influence of covariance-based ALS methods in the performance of predictive controllers with rotor current estimation,” *IEEE Trans. Power Electron.*, (en evaluación), (JCR-2014: 6,008).
3. R. Gregor, G. Valenzano, **J. Rodas**, J. Rodríguez-Piñeiro, D. Gregor, “Design and implementation of an FPGA-based real-time simulator for a dual three-phase induction motor drive,” *J. Power Electron.*, vol. 16, no. 2, pp. 553–563, 2016. (JCR-2014: 0,777).

4. R. Gregor, **J. Rodas**, D. Gregor, F. Barrero, *Induction Motors - Applications, Control and Fault Diagnostics*, Capítulo: Reduced-order observer analysis in MBPC techniques applied to the six-phase induction motor drives, Intech, pp. 357–381, 2015, ISBN 978-953-51-4314-7.
5. **J. Rodas**, *Eco-Lógicas. Concurso latinoamericano de monografías sobre energías renovables y eficiencia energética: trabajos seleccionados*, Capítulo: Nuevos enfoques para la generación distribuida basados en sistemas de energía eólica y solar fotovoltaica, Quorum Comunicação, Brasil, 2013, ISBN 978-856-31-9009-3.
6. **J. Rodas**, R. Gregor, M. Rivera, Y. Takase y M. Arzamendia, “Efficiency analysis of reduced-order observers applied to the predictive current control of asymmetrical dual three-phase induction machines,” *Proc. PRECEDE*, Munich, Alemania, pp. 1–7, 2013.
7. **J. Rodas**, R. Gregor, Y. Takase, H. Moreira y M. Rivera, “A comparative study of reduced order estimators applied to the speed control of six-phase generator for a WT applications,” *Proc. IECON*, Viena, Austria, pp. 5124–5129, 2013.
8. R. Gregor y **J. Rodas**, “Speed sensorless control of dual three-phase induction machine based on a Luenberger observer for rotor current estimation,” *Proc. IECON*, Montreal, Canadá, pp. 3653–3658, 2012.
9. **J. Rodas** y R. Gregor, “Impact of magnetic saturation on the model-based predictive control for asymmetrical dual-three phase induction machine: sensitivity analysis,” *Proc. PCIM*, San Pablo, Brasil, CD-ROM, 2012.
10. R. Gregor, **J. Rodas**, J. Muñoz, D. Gregor, M. Ayala y O. González, “Predictive-fixed switching frequency technique for 5-phase induction motor drives,” *Proc. SPEEDAM*, Capri, Italia, 2016 (aceptado para su publicación).
11. **J. Rodas**, H. Guzmán, R. Gregor y F. Barrero, “Model predictive current controller using Kalman filter for fault-tolerant five-phase wind energy conversion systems,” *Proc. PEDG*, Vancouver, Canadá, 2016 (en revisión).
12. G. Valenzano, R. Gregor, J. Rodríguez-Piñeiro, **J. Rodas**, “FPGA-based real-time simulation of a dual three-phase induction motor,” *Proc. EPE*, Lappeenranta, Finlandia, 2014.

On-line Estimation of Rotor Variables in Predictive Current Controllers: A Case Study using Five-phase Induction Machines

Abstract—Predictive current control has been recently proposed like an alternative to conventional PI-PWM current control techniques. Implemented solutions are based on inaccurate estimation of the rotor electrical variables to reduce the computational cost of the method. In this work, the utility and computational cost of predictive current control with different methods for the on-line estimation of the rotor variables are studied. Experimental results are provided to characterize the obtained benefits and drawbacks, using a five-phase induction machine as a case example.

Keywords—multiphase induction machine, predictive control, on-line estimation.

I. INTRODUCTION

Model predictive control (MPC) has recently gained the attention of the research community like a control technique in power converters and drives [1]. The main drawback of the method, which requires a model of the real system to produce future predictions, is its computational cost. This is particularly evident with electrical drives, where the estimation of non-measurable rotor state variables must be also generated. On the other hand, the main advantage of the MPC technique lies in the flexibility to define different control criteria, to meet constraint satisfaction and to be applied in systems of different dimensions. Several control schemes based on MPC, including current [2], torque [3] and speed [4] control have recently been successfully implemented, and a recent review on the topic can be found in [5]. Developed control schemes have demonstrated good performance in the current and torque regulation of conventional drives and the development of modern microelectronics devices have recently allowed the implementation of MPC technique in multiphase drives, being by far the predictive current control (PCC) technique the most popular case study [6, 7].

The viability of the PCC method is first evaluated in [8, 9] for an asymmetrical six-phase drive. Afterwards different PCC methods has been proposed in order to reduce the computational cost of the method [10] or to minimize the generated harmonic content combining the selected voltage vector and a zero vector during a sampling period [11]. This idea is further refined in [12, 13] where a proper pulse width modulation (PWM) scheme is combined with the PCC technique, and a voltage reference that ensures sinusoidal output voltage in the linear modulation region is imposed. The PCC method has been extended to the five-phase induction machine (IM) in [14], where the common mode voltage is also reduced, and in [15], where a detailed comparison between PCC and PI-PWM current control techniques is provided. However, all aforementioned research works reduce the problem of estimating rotor quantities using PCC to a simple backtracking procedure, favoring the implementation of the controller. Although published results show the interest of the applied PCC method, they do not analyze the shortcomings that arise from the simplified estimation method. This issue is tackled in this paper motivated by the fact that MPC performance depends on the accuracy of the predictions.

In the existing literature, the problem of state estimation has appeared in a number of cases related mainly to sensor-less applications. For instance, in [16] a model-reference-adaptive-system speed estimator is used

NOMENCLATURE

L_{ls}, L_{lr}	Stator/rotor leakage inductance.
L_s, L_r	Stator/rotor inductance.
M	Mutual inductance.
p	Number of pole pairs.
R_s, R_r	Stator/rotor resistance.
T_e	Electromagnetic torque.
T_L	Load torque.
v_{js}	Stator phase j voltage.
i_{js}, i_{jr}	Stator/rotor phase j current.
$u_{\alpha s}, u_{\beta s}$	Stator voltages in the $\alpha - \beta$ sub-space.
$u_{x s}, u_{y s}$	Stator voltages in the $x - y$ sub-space.
$u_{z s}$	Stator voltages in the z sub-space.
$\psi_{\alpha s}, \psi_{\beta s}$	Stator fluxes in the $\alpha - \beta$ sub-space.
$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	Stator currents in the $\alpha - \beta$ sub-space.
$i_{\alpha r}, i_{\beta r}$	Rotor currents in the $\alpha - \beta$ sub-space.
i_{ds}, i_{qs}	Synchronous stator $d - q$ current components.
ω_r	Rotor electrical speed.
ω_n	Nominal speed.
V_{dc}	DC-link voltage.
θ	Angle between machine phases.
S_i	Switching state, phase i .
J_m	Inertia coefficient.
B_m	Friction coefficient.
$\varpi(t)$	Process noise.
$\nu(t)$	Measurement noise.
Q_ϖ	Covariance matrix of the process noise.
R_ν	Covariance matrix of the measurement noise.
T	Transformation matrix.
K	Kalman filter gain matrix.
L	Luenberger gain matrix.
H	Noise weight matrix.

with space vector PWM control of an IM. In [17] a Kalman filter is used in a three-phase machine to estimate speed in a drive without PWM. Disturbance estimation have also prompted the use of observers in [18], where the current of a three-phase voltage source PWM rectifier is controlled by a PCC, and in [19], where an extended state observer is used to estimate the lumped disturbances in speed regulation of a permanent magnet synchronous motor. None of these works deal with the estimation of rotor current as proposed here.

In this work, two well-known methods, a Kalman filter (KF) and a Luenberger observer (LO), are used with PCC to reconstruct the rotor variables. A five-phase IM is used as a case example due to its interest in high reliability and fault tolerance industry applications, providing an excellent benchmark due to its higher computational cost compared with the conventional three-phase case [20]. Moreover, the use of a five-phase IM incorporates two extra degrees of freedom to the control problem (the electrical torque is generated in a primary plane, while these extra degrees of freedom are associated with a secondary plane in relation with electrical losses in the IM). The control action mainly affects the primary plane, but the secondary one is also influenced. The use of observers, as it is proposed in this work, can mitigate this influence, improving the system performance and extending the proposal to conventional n -phase IMs (being n any odd number higher than 3, but not only 5). Notice that the use of KF in the context of the stator current prediction and PCC is presented here for the first time. The KF is tuned using a covariance estimation method while a root locus analysis is used with LO, in both cases to produce estimations of the rotor current that improve the needed stator current predictions for PCC.

The paper is organized as follows. Section II analyzes the five-phase IM, whose understanding is required for the definition of the PCC technique, shown in section III. This last section also introduces the accuracy in the rotor state estimation, where different strategies are presented in relation with the case study. Simulation and experimental results using different PCC techniques are compared in section IV, where the interest of using rotor current observers is shown. Finally, the conclusions are summarized in the last section.

II. THE FIVE-PHASE IM

The studied system is a symmetrical five-phase IM with distributed and equally displaced ($\vartheta = 2\pi/5$) windings. A five-phase two-level voltage source inverter (VSI) is used to drive the multiphase machine. The electromechanical system can be modeled considering the standard assumptions of three-phase drives: uniform air gap, sinusoidal magnetomotive force distribution and, negligible core losses and magnetic saturation. The components of the multiphase drive are schematically shown in Fig. 1, where the gating signals that control the multiphase two-level VSI are represented by $[S_a, \dots, S_e]$ and their complementary values $[\bar{S}_a, \dots, \bar{S}_e]$, being $S_i \in \{0, 1\}$. Then, following the vector space decomposition (VSD) approach [21], four independent variables appear in the system divided into two orthogonal planes called $\alpha - \beta$ and $x - y$, which groups different harmonic components. The

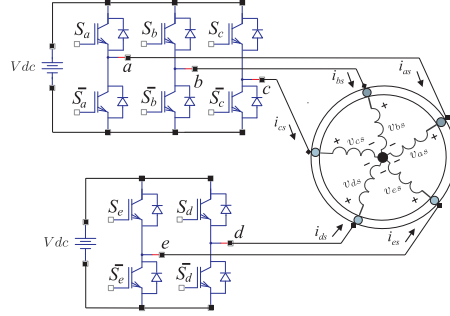


Fig. 1. Schematic diagram of the five-phase induction drive.

harmonic components that contribute to the electromechanical energy conversion are mapped in the $\alpha - \beta$ plane, while $x - y$ components do not generate electrical torque in our case study. An additional axis named z also appears in relation with the zero-sequence component of the system. Stator phase voltages ($\mathbf{v}_s = [v_{as} \ v_{bs} \ v_{cs} \ v_{ds} \ v_{es}]^T$) in normal operation are obtained from the gating signals and the DC-link voltage as it is stated in (1), being detailed in (2) the VSD transformation matrix that defines the stator voltage vectors (\mathbf{u}_s) in the $\alpha - \beta$ and $x - y$ planes in (3). Fig. 2 shows the discrete nature of the VSI with a total number of $2^5 = 32$ different switching states and stator voltage vectors in the $\alpha - \beta$ and $x - y$ planes.

$$\mathbf{v}_s = \frac{V_{dc}}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \\ S_d \\ S_e \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\mathbf{T} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\vartheta) & \cos(2\vartheta) & \cos(3\vartheta) & \cos(4\vartheta) \\ 0 & \sin(\vartheta) & \sin(2\vartheta) & \sin(3\vartheta) & \sin(4\vartheta) \\ 1 & \cos(2\vartheta) & \cos(4\vartheta) & \cos(\vartheta) & \cos(3\vartheta) \\ 0 & \sin(2\vartheta) & \sin(4\vartheta) & \sin(\vartheta) & \sin(3\vartheta) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\mathbf{u}_s = [u_{\alpha s} \ u_{\beta s} \ u_{xs} \ u_{ys} \ u_{zs}]^T = \mathbf{T} \mathbf{v}_s \quad (3)$$

Applying the transformation matrix, the mathematical model of the five-phase induction drive can be written using the state-space representation form as follows:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{X}(t) = \mathbf{A} \mathbf{X}(t) + \mathbf{B} \mathbf{U}(t) + \mathbf{H} \boldsymbol{\omega}(t) \quad (4)$$

$$\mathbf{Y}(t) = \mathbf{C} \mathbf{X}(t) + \boldsymbol{\nu}(t) \quad (5)$$

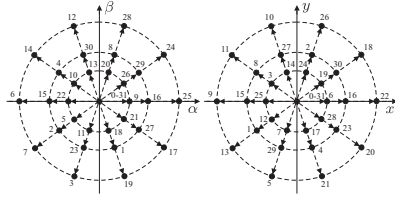


Fig. 2. Stator voltage vectors and switching states in the $\alpha - \beta$ and $x - y$ sub-spaces for a five-phase symmetrical IM. The number that defines every voltage vector is the decimal value equivalent to the binary $[S_a, \dots, S_e]$.

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -a_{s2} & a_{m4} & 0 & 0 & a_{r4} & a_{l4} \\ -a_{m4} & -a_{s2} & 0 & 0 & -a_{l4} & a_{r4} \\ 0 & 0 & -a_{s3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -a_{s3} & 0 & 0 \\ a_{s4} & -a_{m5} & 0 & 0 & -a_{r5} & -a_{l5} \\ a_{m5} & a_{s4} & 0 & 0 & a_{l5} & -a_{r5} \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} c_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_3 \\ -c_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -c_4 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (7)$$

with state vector $\mathbf{X}(t) = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ i_{xs} \ i_{ys} \ i_{\alpha r} \ i_{\beta r}]^T$, input vector $\mathbf{U}(t) = [u_{\alpha s} \ u_{\beta s} \ u_{xs} \ u_{ys}]^T$ and output vector $\mathbf{Y}(t) = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ i_{\alpha r} \ i_{\beta r}]^T$. The coefficients of the matrix \mathbf{A} are defined as $a_{s2} = R_s c_2$, $a_{s3} = R_s c_3$, $a_{s4} = R_s c_4$, $a_{r4} = R_r c_4$, $a_{r5} = R_r c_5$, $a_{l4} = L_r c_4 \omega_r$, $a_{l5} = L_r c_5 \omega_r$, $a_{m4} = M c_4 \omega_r$ and $a_{m5} = M c_5 \omega_r$ with coefficients c_i defined as $c_1 = L_s L_r - M^2$, $c_2 = \frac{L_r}{c_1}$, $c_3 = \frac{1}{L_{ls}}$, $c_4 = \frac{M}{c_1}$, $c_5 = \frac{L_s}{c_1}$. The electromagnetic torque of the drive can be obtained from the following equation:

$$T_e = \frac{5}{2} p (\psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (8)$$

Finally, the relationship between the torque and the rotor electrical speed can be written as:

$$J_m \frac{d}{dt} \omega_r + B_m \omega_r = p (T_e - T_L) \quad (9)$$

These equations are the basis for the PCC method, as will be shown in the next section.

III. PCC IN SYMMETRICAL FIVE-PHASE IM: ACCURACY IN THE ROTOR STATE ESTIMATION

The research activity in the last years in the multiphase drives' field has focused, mainly, in asymmetrical six-phase and symmetrical five-phase IM with sinusoidally distributed stator windings. Sophisticated control solutions have been proposed to enhance torque generation, to improve the overall

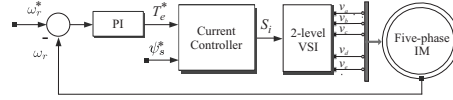


Fig. 3. General scheme of a variable speed drive using a RFOC technique and different inner current controllers.

system performance and to reduce the stator current harmonic injection [6]. MPC has been proposed in [3], as a competitor of direct torque control, for the torque control of a five-phase IM drive. However, it has been more commonly used in conjunction with the rotor-flux oriented control (RFOC) method substituting the inner PI-PWM stator current closed loop [15]. In this last work the predictive method is introduced as FCS-MPC in opposition to previous works that use MPC with PWM.

Fig. 3 shows a general scheme of a five-phase variable speed drive using a simple RFOC technique where the inner current control loop can be realized using either PI-PWM or PCC. The basis of the PCC method is the predictive model, obtained from the discretization of the model of the real system, eq. (4)-(7). This model enables the computation of a prediction of the state ($\hat{\mathbf{X}}_{[k+1|k]}$) by means of:

$$\hat{\mathbf{X}}_{[k+1|k]} = f(\mathbf{X}_{[k]}, \mathbf{U}_{[k]}, T_m, \omega_r[k]) \quad (10)$$

where k identifies the actual discrete-time sample, T_m is the sampling time, and $\hat{\mathbf{X}}_{[k+1|k]}$ is a prediction of the future state made at time k . The PCC considers the effect of all possible control actions over the evolution of the state variables, selecting (for application at the next sampling time) the one that better suits the control objectives. It is thus a very general technique as it can incorporate different objectives and constraints.

The PCC results are largely dependent on the accuracy of the predictions, like in other model-based control approaches. In this regard, the use of rotor quantities estimators can help improving the performance as will be shown later.

The evolution of the state variables can be represented using the following equations derived from (10):

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{X}}_{a[k+1|k]} \\ \hat{\mathbf{X}}_{b[k+1|k]} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{A}}_{11} & \bar{\mathbf{A}}_{12} \\ \bar{\mathbf{A}}_{21} & \bar{\mathbf{A}}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{a[k]} \\ \mathbf{X}_{b[k]} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{B}}_1 \\ \bar{\mathbf{B}}_2 \end{bmatrix} \mathbf{U}_{\alpha\beta s[k]} \quad (11)$$

$$\mathbf{Y}_{[k]} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{I}} & \bar{\mathbf{0}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{a[k]} \\ \mathbf{X}_{b[k]} \end{bmatrix} \quad (12)$$

where $\mathbf{X}_a = [i_{\alpha s[k]} \ i_{\beta s[k]}]^T$ is a vector containing the measured stator currents in $\alpha - \beta$ axes, $\mathbf{X}_b = [i_{\alpha r[k]} \ i_{\beta r[k]}]^T$ is the remaining portion of the state, which is not measured and has to be estimated, and $\bar{\mathbf{I}}$ is the identity matrix.

Consequently, the prediction of the stator currents in the fundamental flux and torque production plane (the $\alpha - \beta$ plane) and using the standard PCC solution have a measurable

part $(\mathbf{m}_{[k]} = [m_{\alpha[k]} \ m_{\beta[k]}]^T)$, which contains variables such as stator currents, rotor speed and the stator voltages, and a non-measured part $(\mathbf{n}_{[k]} = [n_{\alpha[k]} \ n_{\beta[k]}]^T)$, (ie. rotor currents). Assuming this, the predictive equations can be written as follows:

$$\hat{\mathbf{X}}_{a[k+1|k]} = \mathbf{m}_{[k]} + \hat{\mathbf{n}}_{[k|k]} \quad (13)$$

Eq. (13) establishes a prediction of the stator currents in the $\alpha - \beta$ sub-space for the $k + 1$ sampling time using the measurements of the k sampling time. Consequently, to solve the equations it is necessary to obtain an accurate estimation of the value of $\hat{\mathbf{n}}_{[k|k]}$, which can be solved using:

$$\hat{\mathbf{n}}_{[k|k]} = \hat{\mathbf{n}}_{[k-1]} = \mathbf{X}_{a[k]} - \mathbf{m}_{[k-1]} \quad (14)$$

Considering null initial condition $\hat{\mathbf{n}}_{[0]} = 0$, the estimated portion that represents the rotor currents can be calculated from a recursive formula given by:

$$\hat{\mathbf{n}}_{[k|k]} = \hat{\mathbf{n}}_{[k-1]} + (\mathbf{X}_{a[k]} - \hat{\mathbf{X}}_{a[k-1]}) \quad (15)$$

In PCC the predictive model is computed for each possible voltage vector, as well as the cost function to determine the stator voltage vector that minimizes it (S^{opt}). This cost function gives flexibility to the PCC method, offering different control objectives. We will use in this case study the following cost function:

$$J = |\hat{e}_{\alpha\beta}|^2 + \lambda_{xy} |\hat{e}_{xy}|^2 \quad (16)$$

where \hat{e} a second-step ahead prediction error computed as $\hat{e} = i_{s[k+2|k]}^* - \hat{i}_{s[k+2|k]}$, and λ_{xy} is a tuning parameter that allows to put more emphasis on $\alpha - \beta$ or $x - y$ sub-spaces, being $x - y$ plane in relation with the machine losses.

The PCC technique is illustrated by Fig. 4. Instead of the backtracking procedure that has been successfully applied in previous research works, the use of different rotor state estimation methods is analyzed here to assess the improvements in estimation accuracy and in control performance.

A. Rotor state estimation based on Kalman filters

The application of KF in electrical systems is not new, but it has not been previously considered with PCC. The KF design considers uncorrelated process and zero-mean Gaussian measurement noises, thus the dynamics of the KF are:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}_{b[k+1|k]} &= (\bar{\mathbf{A}}_{22} - \mathbf{K}\bar{\mathbf{A}}_{12})\hat{\mathbf{X}}_{b[k]} + \mathbf{K}\mathbf{Y}_{[k+1]} + \\ &(\bar{\mathbf{A}}_{21} - \mathbf{K}\bar{\mathbf{A}}_{11})\mathbf{Y}_{[k]} + (\bar{\mathbf{B}}_2 - \mathbf{K}\bar{\mathbf{B}}_1)\mathbf{U}_{\alpha\beta s[k]} \end{aligned} \quad (17)$$

being \mathbf{K} the KF gain matrix that is calculated from the covariance of the noises at each sampling time in a recursive manner as:

$$\mathbf{K}_{[k]} = \mathbf{\Gamma}_{[k]} \cdot \bar{\mathbf{C}}^T \hat{R}_{\nu}^{-1} \quad (18)$$

where $\mathbf{\Gamma}$ is the covariance of the new estimation, which it is defined like a function of the old covariance estimation (φ) as follows:

$$\mathbf{\Gamma}_{[k]} = \varphi_{[k]} - \varphi_{[k]} \cdot \bar{\mathbf{C}}^T (\bar{\mathbf{C}} \cdot \varphi_{[k]} \cdot \bar{\mathbf{C}}^T + \hat{R}_{\nu})^{-1} \cdot \bar{\mathbf{C}} \cdot \varphi_{[k]} \quad (19)$$

From the state equation, which includes the process noise, it is possible to obtain a correction of the covariance of the estimated state as:

$$\varphi_{[k+1]} = \bar{\mathbf{A}}\mathbf{\Gamma}_{[k]} \cdot \bar{\mathbf{A}}^T + \bar{\mathbf{H}}\hat{Q}_{\omega} \cdot \bar{\mathbf{H}}^T \quad (20)$$

This completes the required relations for the optimal state estimation using KF with PCC. Thus, \mathbf{K} provides the minimum estimation errors, given a knowledge of the process noise magnitude (\hat{Q}_{ω}), the measurement noise magnitude (\hat{R}_{ν}), and the covariance initial condition ($\varphi_{[0]}$).

In this work, the KF is designed using a standard covariance estimation method [22] in which the covariance matrices are computed from prediction errors assuming uncorrelated noise vectors of zero mean. This kind of estimation is biased but at least is supported by data. The proposed rotor current estimator based on KF can be summarized with the pseudocode shown in Algorithm 1. The optimal design of the KF by means of a robust covariance estimation neither is a common subject in the field nor is the purpose of our work, which is mainly focused in a proof of concept study of the rotor state estimation techniques for PCC.

Algorithm 1 KF-based PCC

```

Compute the covariance matrix.
Compute the KF gain matrix.
 $J_o := \infty, i := 1$ 
while  $i \leq \varepsilon$  do
   $S_i \leftarrow S_i^j \ \forall j = 1, \dots, e$ 
  Compute stator voltages.
  Compute the prediction of the measurement state.
  Compute the cost function.
  if  $J < J_o$  then
     $J_o \leftarrow J, S^{opt} \leftarrow S_i$ 
  end if
   $i := i + 1$ 
end while
Compute the correction for the covariance matrix.

```

B. Rotor state estimation using Luenberger observers

Observer theory (due mainly to Luenberger) is a well established discipline allowing the design of estimation schemes for different systems. Most observers proposals for IM use the RFOC scheme. In this work, the observer must produce an estimation of two variables: the rotor currents $i_{\alpha r}$ and $i_{\beta r}$. The row rank of the observability matrix equals the systems dimension [23], allowing an adequate placement of closed loop poles:

$$\hat{\mathbf{X}}_{[k+1]} = \bar{\mathbf{A}}\mathbf{X}_{[k]} + \bar{\mathbf{B}}\mathbf{U}_{[k]} - \mathbf{L}(\bar{\mathbf{C}}\mathbf{X}_{[k]} - \mathbf{Y}_{[k]}) \quad (21)$$

which are determined by the observer gain \mathbf{L} . The convergence towards zero of the estimation error is then determined by the choice of \mathbf{L} , and the separation principle allows the choice of such matrix to be decoupled from the controller design,

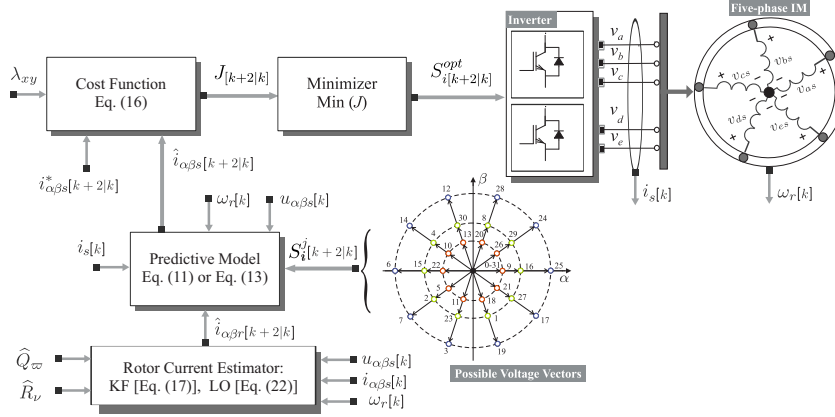


Fig. 4. Proposed PCC techniques with rotor current estimators in symmetrical five-phase IM.

although optimal results are not guaranteed. The dynamic of the LO is modeled by the following equation:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{x}}_b[k+1] &= (\bar{\mathbf{A}}_{22} - \mathbf{L}\bar{\mathbf{A}}_{12})\hat{\mathbf{x}}_b[k] + \mathbf{L}\mathbf{Y}[k+1] + \\ &(\bar{\mathbf{B}}_{21} - \mathbf{L}\bar{\mathbf{A}}_{11})\mathbf{Y}[k] + (\bar{\mathbf{B}}_2 - \mathbf{L}\bar{\mathbf{B}}_1)\mathbf{U}_{\alpha\beta s}[k] \end{aligned} \quad (22)$$

Where the design stage implies the selection of the most adequate eigenvalues of $(\bar{\mathbf{A}}_{22} - \mathbf{L}\bar{\mathbf{A}}_{12})$. For a fast error convergence to zero, the real parts of those eigenvalues should be as negative as possible. However, the values in the model matrices may not be exactly known. In order for the observer to be robust against modeling errors, it is important that the observer has well-damped dynamics, locating the poles at some distance from the origin with imaginary parts no larger than the real parts. The Luenberger gain matrix can have the usual form:

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} g_1 & -g_2 \\ g_2 & g_1 \end{pmatrix} \quad (23)$$

where coefficients g_i are derived using the Kautsky-Nichols algorithm [24] to match the desired closed loop observer poles. The location of the poles is determined by root locus analysis of the open loop system linearized around the operating point. The reader is referred to [25] for more details. Now, as the coefficients of $\bar{\mathbf{A}}_{22}$ are dependent of ω_r , it is necessary to solve the pole placement problem for the current value of ω_r . Algorithm 2 shows a pseudocode of the proposed rotor current estimator based on LO.

IV. OBTAINED RESULTS

To study the performance of the PCC with different estimation methods (PCC without a proper rotor observer and employing the conventional update and hold technique for

Algorithm 2 LO-based PCC

```

 $J_o := \infty$ ,  $i := 1$ 
while  $i \leq \varepsilon$  do
   $S_i \leftarrow S_i^p \forall j = 1, \dots, e$ 
  Compute stator voltages.
  Compute the prediction of the measurement states.
  Compute the cost function.
  if  $J < J_o$  then
     $J_o \leftarrow J$ ,  $S_i^{opt} \leftarrow S_i$ 
  end if
   $i := i + 1$ 
end while
Compute the prediction.

```

estimating the rotor quantities or C1 from now on, PCC with a KF-based rotor current observer or C2, and PCC with a LO-based rotor current observer or C3 in what follows), some experimental tests have been carried out using a laboratory prototype and a 30-slot symmetrical five-phase IM with three pairs of poles (see Fig. 5). The nominal parameters of the machine are detailed in Table I and were obtained through extensive experimentation in [26] and [27]. An independent power supply, which set the DC-Link to 300 V, and two conventional SKS21F power converters from Semikron drive the five-phase machine, while the control system is based on the TM320F28335 Texas Instrument DSP and the MSK28335 Technosoft board. Variable load conditions are applied using a DC machine that it is mechanically coupled to the five-phase IM. The value of the process noise and the measurement noise have been determined by a covariance estimation method as $\hat{Q}_{\omega} = 0.00135$ and $\hat{R}_{\nu} = 0.0013$, while the Luenberger gain

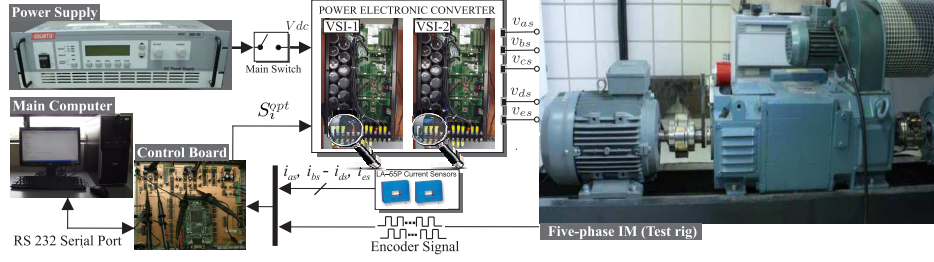


Fig. 5. Scheme of the experimental test rig.

TABLE I. ELECTRICAL AND NOMINAL PARAMETERS OF THE ANALYZED FIVE-PHASE IM

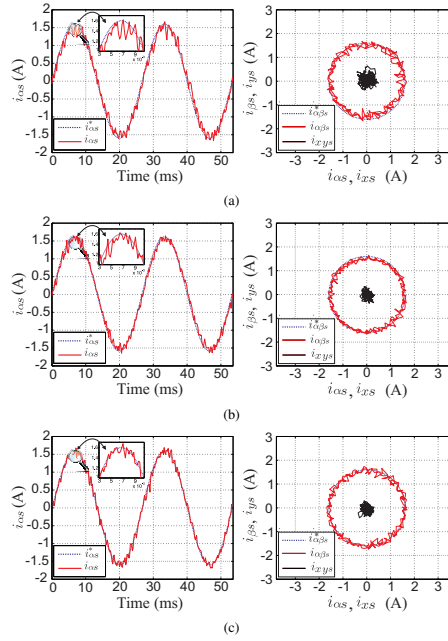
Parameter	Symbol	Value	Unit
Stator resistance	R_s	19.45	Ω
Rotor resistance	R_r	6.77	Ω
Stator leakage inductance	L_{ls}	100.7	mH
Rotor leakage inductance	L_{lr}	38.6	mH
Mutual inductance	M	656.5	mH
Nominal speed	ω_n	1 000	rpm
Power	P	1	kW
Number of pole pairs	p	3	—

coefficients have been determined as $g_1 = 0.1400615$ and $g_2 = 1.1424165$. The same sampling frequency, $f_s = 10$ kHz, and cost function defined in (16) with $\lambda_{xy} = 0.1$ are used for C1, C2 and C3, and the steady-state and transient responses of the controlled system are compared. In order to compare quantitatively the different controllers several figures of merit are used. In all cases the root mean square quantity defined in (24) is used.

$$\text{MSE}(W) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N W_j^2} \quad (24)$$

The figures of merit are the mean squared control errors like the tracking error of the stator current in α and x axes, defined as $\text{MSE}(\hat{i}_{\alpha s} - i_{\alpha s})$ and $\text{MSE}(\hat{i}_{x s} - i_{x s})$, respectively, and the mean squared prediction error in α axis, defined as $\text{MSE}(\hat{i}_{\alpha s} - i_{\alpha s})$. Please note that α axis is representative of the α - β plane, being results for β axis virtually the same. A similar remark can be made regarding the x axis, representing the x - y plane.

First, the steady-state performance of the controlled system using C1, C2 and C3 is studied, as shown in Fig. 6. The use of rotor observers (middle and lower plots) notably improve the system performance in α - β and x - y sub-spaces (left and right plots, respectively). As commented before, the response in the β axis that has not been included for

Fig. 6. Performance in steady-state using C1 (a), C2 (b) and C3 (c) control methods for $f_e = 25$ Hz, $i_{\alpha\beta s}^* = 1.6$ A.

the sake of conciseness. The obtained MSE of the stator current in the fundamental flux and torque production plane is reduced by 25.54 % and 28.73 % using C2 and C3 methods,

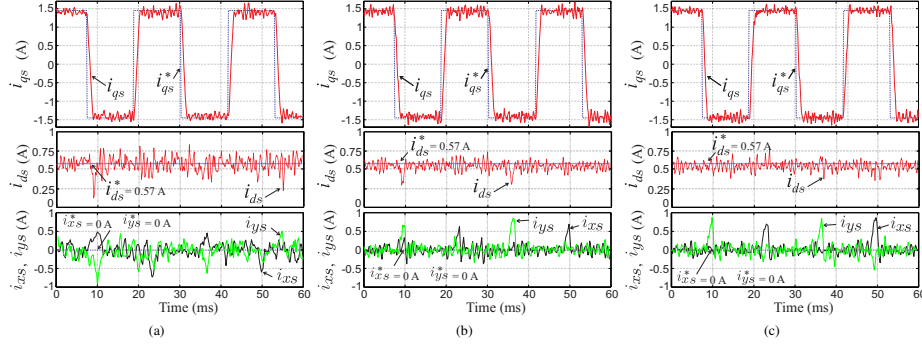


Fig. 7. Performance in transient state. Different steps in the torque stator reference current i_{qs}^* are applied while the multiphase IM is operated in the torque control mode.

TABLE II. COMPARISON OF THE C1, C2 AND C3 PCC METHODS

f_e (Hz)	Steady-state ($i_{\alpha\beta s}^* = 1.6$ A)	Rotor current estimator		
	MSE	C1	C2	C3
35	MSE ($i_{\alpha s}^* - i_{\alpha s}$)	0.1517	0.1060	0.1028
	MSE ($i_{\alpha s}^* - i_{\alpha s}$)	0.1994	0.1251	0.1424
	MSE ($i_{\alpha s}^* - i_{\alpha s}$)	0.2223	0.1797	0.2069
25	MSE ($i_{\alpha s}^* - i_{\alpha s}$)	0.1288	0.0959	0.0918
	MSE ($i_{\alpha s}^* - i_{\alpha s}$)	0.1903	0.1351	0.1236
	MSE ($i_{\alpha s}^* - i_{\alpha s}$)	0.2794	0.1566	0.1589
15	MSE ($i_{\alpha s}^* - i_{\alpha s}$)	0.1213	0.0844	0.0971
	MSE ($i_{\alpha s}^* - i_{\alpha s}$)	0.1793	0.1255	0.1146
	MSE ($i_{\alpha s}^* - i_{\alpha s}$)	0.2466	0.1692	0.1612

respectively, as it is detailed in Table II. Similar results were obtained using different operation points, as it is also shown in Table II, where the use of rotor state observers improves the steady-state performance of the controlled system, reducing the obtained MSE in the $\alpha - \beta$ sub-space more than 20 % for all analyzed cases. Notice that the aforementioned improvement in the electrical torque production is accompanied with a huge reduction of the electrical losses in the multiphase machine. For example, the obtained MSE in the $x - y$ sub-space at 1.6 A and 25 Hz is reduced by 43.13 % and 42.30 % using C2 and C3 methods, respectively. This improvement is a consequence of a better stator current prediction using C2 and C3 techniques, characterized by the reduction in the MSE of the model prediction error (see Table II). Finally, notice that from the computational cost perspective, one of the main expected drawbacks for the implementation of the proposed PCC methods in industry applications is the required computational load. However, the addition of the rotor current observer produces a manageable increment of the total required computational cost of the controller, being 33.38 μ s, 52.50 μ s and 35.78 μ s with C1, C2 and C3 techniques, respectively, with a sampling time of 100 μ s.

TABLE III. EXPERIMENTAL RESULTS USING DIFFERENT T_L VALUES AT $f_e = 29$ HZ

T_L (%)	MSE ($i_{\alpha s}^* - i_{\alpha s}$)	MSE ($i_{\alpha s}^* - i_{\alpha s}$)	MSE ($i_{\alpha s}^* - i_{\alpha s}$)
40	0.0829	0.0983	0.0905
60	0.0784	0.1030	0.1010
80	0.0849	0.1190	0.1050

A transient test is then realized to evaluate the performance of all PCC controllers. The multiphase machine is managed in the torque operation mode but the reference of the stator current is continuously changed using a step profile (from a positive electrical torque to a negative one, and viceversa) to force changes in the rotation direction of the machine. This is easily obtained if the stator current in the fundamental flux and torque production $\alpha - \beta$ plane is rotated into the synchronous $d - q$ frame, where i_{ds} is maintained constant and equal to 0.57 A and the sign of i_{qs} is changed from positive to negative and viceversa, using the step profile. Notice that the estimation of the slip factor is performed in the same manner as using indirect RFOC methods. Fig. 7 shows the obtained results, where the stator current responses in $d - q$ and $x - y$ sub-spaces are depicted using C1 (left plots, Fig. 7a), C2 (middle plots, Fig. 7b) and C3 (right plots, Fig. 7c) methods. It can be observed that similar tracking performance is obtained in the q axis using the three techniques, but C1 method introduces a higher detuning effect in the d axis and much worse current tracking in the $x - y$ plane.

In addition, some tests have been carried out in steady-state varying the load torque in the multiphase drive. In this set of experiments the electrical frequency is set to 29 Hz. Fig. 8 summarizes the obtained results, where three different load torque (T_L) values are used (about 40%, 60% and 80% of the nominal one). With respect to the current tracking and prediction errors, the obtained results and conclusions remain the same for all load torque values, validating the

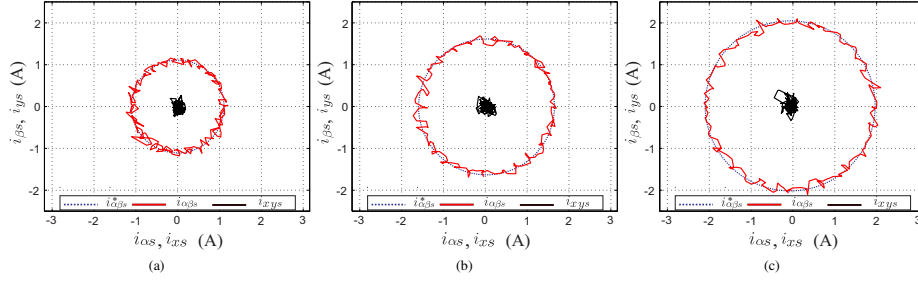


Fig. 8. Performance in steady-state using different load torque values (a) $T_L = 40\%$, (b) $T_L = 60\%$ and (c) $T_L = 80\%$ at $f_e = 29$ Hz.

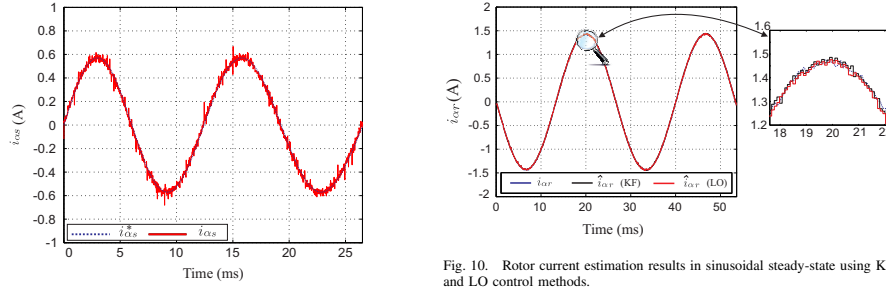


Fig. 9. Stator current in the α axis at low terminal voltages.

performance of the proposal at different load torque conditions and, consequently, different thermal conditions in the copper windings. Table III compares the obtained MSE values of the tracking and control errors of the stator current for considered load torques. It can be noticed that the obtained results using the proposed observer are quite similar, although slightly greater MSE values are obtained with higher load torques in $\alpha - \beta$ and $x - y$ sub-spaces.

A low voltage test is also performed to analyze the effect of non-ideal power converter effects (like deadbeat compensation). Again, the steady-state performance under no-load condition is studied. Fig. 9 shows the obtained results, where it can be appreciated that the controller performs similarly to previous cases (see Fig. 8). In fact, the obtained MSE values of the tracking and control errors in the stator current α axis, $MSE(i_{\alpha s}^* - i_{\alpha s})$ and $MSE(\hat{i}_{\alpha s} - i_{\alpha s})$ respectively, are 0.1037 A and 0.1001 A, similar to the values obtained in Table III.

To conclude the analysis it is interesting to make a comparison between the estimation of the rotor current provided by the KF and LO techniques. The experimental system does not include the possibility of making rotor

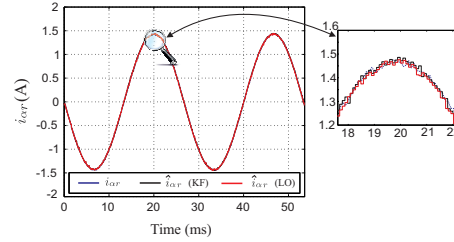


Fig. 10. Rotor current estimation results in sinusoidal steady-state using KF and LO control methods.

currents' measurement. Then, we have made the comparison in simulations, using matlab/simulink and a model of the real test rig and of the used five-phase IM (Table I). Fig. 10 illustrates the obtained results. The obtained results show an accurate agreement between real and estimated current using both estimators. In terms of accuracy KF and LO exhibit excellent performance, which can be concluded from the fact that $MSE(i_{\alpha r} - i_{\alpha r})$ takes a 0.0192 A value using KF while 0.0194 A for LO. This is in accordance with the observed improvement in PCC current tracking as reported in Table II.

V. CONCLUSION

This paper addresses for the first time the interest of using estimation methods for the rotor state variables in predictive current controllers. A five-phase IM drive is used as case study since it provides a challenging scenario. Two different estimation methods have been used: KF and LO, and the resulting controllers have been compared with the standard PCC approach. The KF has been tuned using a covariance estimation method while a root locus analysis was applied with LO. The obtained experimental results show that the system performance is improved using rotor state (rotor currents) estimations, which can be relevant in the development of high-performance motor drives because

the added computational cost is manageable for modern microelectronic devices.

REFERENCES

- [1] J. Rodriguez, M. Kazmierkowski, J. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. Young and C. Rojas, "State of the art of finite control set model predictive control in power electronics," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 9, no. 2, pp. 1003–1016, 2013.
- [2] H. Guzman, F. Barrero and M.J. Duran, "IGBT-gating failure effect on a fault-tolerant predictive current-controlled five-phase induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 1, pp. 15–20, 2015.
- [3] J. Riveros, F. Barrero, E. Levi, M.J. Duran, S. Toral and M. Jones, "Variable-speed five-phase induction motor drive based on predictive torque control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 8, pp. 2957–2968, 2013.
- [4] H. Guzman, M.J. Duran, F. Barrero, B. Bogado and S. Toral, "Speed control of five-phase induction motors with integrated open-phase fault operation using model-based predictive current control techniques," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 9, pp. 4474–4484, 2014.
- [5] S. Kouro, M.A. Perez, J. Rodriguez, A.M. Llor and H.A. Young, "Model predictive control: MPC's role in the evolution of power electronics," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, 2015.
- [6] F. Barrero and M.J. Duran, "Recent advances in the design, modeling and control of multiphase machines – Part 1," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 449–458, 2016.
- [7] M.J. Duran and F. Barrero, "Recent advances in the design, modeling and control of multiphase machines – Part 2," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 459–468, 2016.
- [8] F. Barrero, M.R. Arahal, R. Gregor, S. Toral and M.J. Duran, "A proof of concept study of predictive current control for VSI driven asymmetrical dual three-phase AC machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1937–1954, 2009.
- [9] M.R. Arahal, F. Barrero, S. Toral, M.J. Duran and R. Gregor, "Multi-phase current control using finite-state model-predictive control," *Control Eng. Pract.*, vol. 17, no. 5, pp. 579–587, 2009.
- [10] M.J. Duran, J. Prieto, F. Barrero and S. Toral, "Predictive current control of dual three-phase drives using restrained search techniques," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 8, pp. 3253–3263, 2011.
- [11] F. Barrero, M.R. Arahal, R. Gregor, S. Toral and M.J. Duran, "One-step modulation predictive current control method for the asymmetrical dual three-phase induction machine," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 6, pp. 1974–1983, 2009.
- [12] R. Gregor, F. Barrero, S. Toral, M.J. Duran, M.R. Arahal, J. Prieto and J.L. Mora, "Predictive-SVPWM current control method for asymmetrical dual three-phase induction motor drives," *IET Electric Power Appl.*, vol. 4, no. 1, pp. 26–34, 2010.
- [13] F. Barrero, J. Prieto, E. Levi, R. Gregor, S. Toral, M.J. Duran and M. Jones, "An enhanced predictive current control method for asymmetrical six-phase motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 8, pp. 3242–3252, 2011.
- [14] M.J. Duran, J. Riveros, F. Barrero, H. Guzman and J. Prieto, "Reduction of common-mode voltage in five-phase induction motor drives using predictive control techniques," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, pp. 2059–2067, 2012.
- [15] C.S. Lim, E. Levi, M. Jones, N.A. Rahim and W.P. Hew, "FCS-MPC-based current control of a five-phase induction motor and its comparison with PI-PWM control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 149–163, 2014.
- [16] P. Alkorta, O. Barambones, J. Cortajarena and A. Zubizarreta, "Efficient multivariable generalized predictive control for sensorless induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 9, pp. 5126–5134, 2014.
- [17] M. Habibullah and D.D.-C. Lu, "A speed-sensorless FS-PTC of induction motors using extended Kalman filters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 11, pp. 6765–6778, 2015.
- [18] C. Xia, M. Wang, Z. Song and T. Liu, "Robust model predictive current control of three-phase voltage source PWM rectifier with online disturbance observation," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 8, no. 3, pp. 459–471, 2012.
- [19] H. Liu and S. Li, "Speed control for PMSM servo system using predictive functional control and extended state observer," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 2, pp. 1171–1183, 2012.
- [20] H. Guzman, M.J. Duran, F. Barrero, L. Zarri, B. Bogado, I. Gonzalez and M.R. Arahal, "Comparative study of predictive and resonant controllers in fault-tolerant five-phase induction motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 606–617, 2016.
- [21] Y. Zhao and T. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109, 1995.
- [22] R. Mehra, "On the identification of variances and adaptive Kalman filtering," *IEEE Trans. Autom. Control*, vol. 15, no. 2, pp. 175–184, 1970.
- [23] C.G. Verghese and S.R. Sanders, "Observers for flux estimation in induction machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 35, no. 1, pp. 85–94, 1988.
- [24] J. Kautsky, N. K. Nichols and P. Van Dooren, "Robust pole assignment in linear state feedback," *Inter. J. Control*, vol. 41, no. 5, pp. 1129–1155, 1985.
- [25] J. Maes and J. Melkebeek, "Speed-sensorless direct torque control of induction motors using an adaptive flux observer," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 36, no. 3, pp. 778–785, 2000.
- [26] A. Yepes, J. Riveros, J. Doval-Gandoy, F. Barrero, O. Lopez, B. Bogado, M. Jones and E. Levi, "Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings – Part 1: sinusoidal excitation methods," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 4, pp. 1056–1066, 2012.
- [27] J. Riveros, A. Yepes, F. Barrero, J. Doval-Gandoy, B. Bogado, O. Lopez, M. Jones and E. Levi, "Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings Part 2: time domain techniques," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 4, pp. 1067–1077, 2012.

Influence of Covariance-based ALS Methods in the Performance of Predictive Controllers with Rotor Current Estimation

Jorge Rodas^{1*}, Cristina Martín², Manuel R. Arahál³, Federico Barrero², and Raul Gregor¹,

¹ *Laboratory of Power and Control Systems, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay*

² *Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad de Sevilla, Spain*

³ *Departamento de Ingeniería de Sistemas y Automática, Universidad de Sevilla, Spain*

*Corresponding author: Jorge Rodas (Email address: jrodas@ing.una.py)

This paper has not been presented at a conference or submitted elsewhere before.
This paper must be considered for Letters.

Abstract—The use of on-line rotor current estimators with predictive current controllers has been very recently stated in five-phase induction motor drives, where the closed-loop performance of the system is improved using sub-optimal estimators based on Kalman filters. In this work, the interest of using optimization methods in the definition of the Kalman filter, like the covariance technique, is analyzed. Obtained closed-loop system performances using optimal and sub-optimal rotor current estimators are experimentally compared.

Index Terms—Multiphase drives, predictive current control, Kalman filter, optimal covariance estimation.

I. INTRODUCTION

THE interest in model predictive control like an alternative in power converters and drives to field oriented or direct torque controllers has been growing up in the last decade [1]. In the multiphase drives' research field the predictive current control (PCC) technique represents the most popular case study [2]. PCC uses a state-space representation of the drive to optimize the control action. The estimation of non-measurable state components, typically rotor currents, is a complex problem that has been recently solved using different methods for the on-line estimation of the rotor variables [3, 4]. These studies illustrate the benefits in using rotor current observers, although sub-optimal techniques were applied during the necessary tuning process of these observers.

In this work, an optimization strategy for the definition of rotor current observers based on Kalman filters (KF) is presented. The proposed method is based on the estimation of true covariances in the control system, and is experimentally tested in a five-phase induction machine (IM) that is used as a case example because the obtained results can be extended to any number of phases.

II. PCC WITH OPTIMAL ROTOR CURRENT ESTIMATION

A five-phase IM drive with distributed windings equally displaced $\theta = 2\pi/5$ and powered by a five-phase two-level voltage source inverter (VSI) is used. The PCC controller utilizes a discrete model of the system, named predictive model, to predict (at time k) the future values (time $k+1$) of the machine's stator currents, $\hat{\mathbf{i}}_s(k+1/k)$, for each possible stator voltage, $\mathbf{u}(k)$. Thus, the predictive model relies on the knowledge of some variables such as the measured stator currents $\mathbf{i}_s(k)$ and electrical speed $\omega_r(k)$, as it is shown in the following equation:

$$\hat{\mathbf{i}}_s(k+1|k) = \mathbf{A}\mathbf{i}_s(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) \quad (1)$$

where $\mathbf{i} = (i_{as}, i_{bs}, i_{cs}, i_{ds}, i_{es})$, $\mathbf{u} = (u_{as}, u_{bs}, u_{cs}, u_{ds}, u_{es})$, and \mathbf{A} and \mathbf{B} are matrices that depend on the electrical parameters of the machine and the sampling time T_s . Matrix \mathbf{A} also depends on the actual value of $\omega_r(k)$, and it must be calculated every sampling time. A detailed explanation of the machine model is not included here for the sake of conciseness and can be found in [3].

In conventional PCC the computation of the control signal takes a significant amount of time which is comparable with T_s , so the second-step ahead prediction of the stator current $\hat{\mathbf{i}}_s(k+2/k)$ is required [3]. In the existing literature this term is obtained iteratively using the predictive model. Regarding the rotor quantities that appear in (1), most papers rely on aggregating all unmeasurable quantities into one term that is tracked. However, the use of estimators for rotor quantities has been proposed recently [3].

Once the second-step ahead prediction is obtained, an optimization process is applied, where a cost function J is calculated for all 32 (2^5) possible stator voltages to obtain a desired reference trajectory $\mathbf{i}_s^*(k)$. The voltage vector that

minimizes the cost function is selected and applied to the system during the next sampling period, and the optimization process is executed every sampling period. The cost function can be defined in different ways, although the deviation between reference and predicted stator currents is normally used as follows:

$$J(k+2|k) = \|\hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta}\|^2 + \lambda_{xy}\|\hat{\mathbf{e}}_{xy}\|^2 \quad (2)$$

being $\hat{\mathbf{e}}$ the second-step ahead prediction of the tracking error computed as $\hat{\mathbf{e}} = \mathbf{i}_s^*(k+2) - \hat{\mathbf{i}}_s(k+2|k)$, and λ_{xy} a tuning parameter that allows to put more emphasis on α - β or x - y subspaces [2].

A. Influence of Rotor Current in Prediction

As commented before, the predictive model given by (1) cannot be used for producing predictions if rotor currents are not measurable (as it is the normal case) unless some estimation of rotor currents are provided. Previous PCC methods (conventional PCC techniques in what follows) have overcome this problem by aggregating all non-measurable terms in one factor that is later tracked and updated (\mathbf{G}). For this purpose, the stator current vector is divided into a measurable part, $\mathbf{i}_s = (i_{as}, i_{bs}, i_{cs}, i_{ds}, i_{es})$, and a non-measured part, $\mathbf{i}_r = (i_{ar}, i_{br})$, and the predictive model takes the following form:

$$\hat{\mathbf{i}}_s(k+1|k) = \bar{\mathbf{A}}\mathbf{i}_s(k) + \bar{\mathbf{B}}\mathbf{u}(k) + \hat{\mathbf{G}}(k|k) \quad (3)$$

with appropriate $\bar{\mathbf{A}}$ and $\bar{\mathbf{B}}$ matrices obtained from (1) using elemental algebra. The $\hat{\mathbf{G}}(k|k)$ term is approximated holding its previous value $\hat{\mathbf{G}}(k-1/k)$ computed at time k , using past values of measured variables:

$$\hat{\mathbf{G}}(k-1|k) = \mathbf{i}_s(k) - \bar{\mathbf{A}}\mathbf{i}_s(k-1) - \bar{\mathbf{B}}\mathbf{u}(k-1) \quad (4)$$

B. Rotor Current Estimator Based on Kalman Filter

Instead of using the tracking and updating technique proposed in conventional PCC methods, the PCC technique is implemented here using a KF as it is shown in Fig. 1. The rotor currents can be estimated ($\hat{\mathbf{i}}_r$) every sampling time using the measured rotor speed ω_r and stator phase currents \mathbf{i}_s . Considering uncorrelated processes and zero-mean Gaussian measurement noises, the machine's model (1) can be written as follows:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{i}}_s(k+1|k) &= \mathbf{A}\mathbf{i}_s(k) + \mathbf{B}\mathbf{u}(k) + \mathbf{H}\rho(k) \\ \mathbf{i}_s(k) &= \mathbf{C}\mathbf{i}_s(k) + \nu(k) \end{aligned} \quad (5)$$

being $\rho(k)$ the disturbance vector (process noise), $\nu(k)$ the measurement noise, and \mathbf{H} the noise weight matrix.

Dividing the current vector in two parts, $\mathbf{i}_s = (i_{as}, i_{bs})$ and $\mathbf{i}_r = (i_{ar}, i_{br})$, the dynamic of the reduced-order estimator is defined in the following way:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{i}}_r(k+1|k) &= (\mathbf{A}_{22} - \mathbf{K}\mathbf{A}_{12})\hat{\mathbf{i}}_r(k) + \mathbf{K}\hat{\mathbf{i}}_s(k+1|k) + \\ &(\mathbf{A}_{21} - \mathbf{K}\mathbf{A}_{11})\mathbf{i}_s(k) + (\mathbf{B}_2 - \mathbf{K}\mathbf{B}_1)\mathbf{u}_{\alpha\beta}(k) \end{aligned} \quad (6)$$

where \mathbf{K} represents the KF gain matrix. This estimation of rotor current $\hat{\mathbf{i}}_r(k+1|k)$ can now be used to produce the second-step ahead prediction for the stator current as:

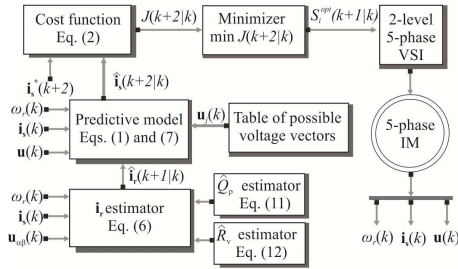


Fig. 1. PCC technique in five-phase IM drives using a KF-based rotor current estimator.

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{s}}_s(k+2|k) = & \mathbf{A}_{11} \hat{\mathbf{s}}_s(k+1|k) + \mathbf{A}_{12} \hat{\mathbf{r}}_r(k+1|k) \\ & + \mathbf{B}_1 \mathbf{u}_{\alpha\beta}(k+1) \end{aligned} \quad (7)$$

The KF gain matrix can be calculated at each sampling time in a recursive manner using an estimation of two covariance matrices of the noises called \hat{Q}_p and \hat{R}_v . These covariances are defined as the expected values of the disturbance and the measurement noise as $Q_p = \text{cov}(\rho) = E\{\rho \cdot \rho^T\}$ and $R_v = \text{cov}(V) = E\{V \cdot V^T\}$, being the KF gain matrix obtained using the following steps:

$$\mathbf{\Gamma}(k) = \varphi(k) - \varphi(k) \cdot \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \varphi(k) \cdot \mathbf{C}^T + \hat{R}_v)^{-1} \cdot \mathbf{C} \varphi(k) \quad (8)$$

$$\mathbf{K}(k) = \mathbf{\Gamma}(k) \cdot \mathbf{C}^T \hat{R}_v^{-1} \quad (9)$$

$$\varphi(k+1) = \mathbf{A}\Gamma(k) \cdot \mathbf{A}^T + \mathbf{H}\hat{\mathcal{Q}}_\rho \cdot \mathbf{H}^T \quad (10)$$

This completes the required relations for the state estimation, where the minimum estimation errors depends on \mathbf{K} and it is guaranteed if the estimated noise covariances and the initial condition of the state covariance ($\varphi(0)$) are known. Notice that the interest of using KF in the context of the stator current prediction and PCC is first presented in [4], where the KF was hardly tuned using initial values, but the obtained experimental results encouraged future research towards establishing the KF as a tool of choice for the definition of predictive controllers in electrical drives.

C. Proposed optimization procedure

The KF implementation is however difficult due to the lack of information about the noises. The use of an optimal estimation using KF requires the estimation of \hat{Q}_p and \hat{R}_t , which can be done through Bayesian, maximum likelihood, covariance matching or correlation techniques. In [5] a correlation-based method termed 'constrained Autocovariance Least Squares method' (ALS) is proposed. The method provides unbiased estimation and converges with reasonable computing requirements. The positive semi-definiteness of the covariance estimation is guaranteed by adding constraints to the ALS problem. The initial estimation of disturbance covariances can be obtained from the residuals of the estimator using (11) and (12), as it is stated in [6]. The contribution of this letter analyzes the obtained improvement when this optimal rotor current

estimator is applied.

$$\hat{Q}_\rho = \text{cov}\{\hat{\mathbf{i}}(k+1|k) - \mathbf{A}\hat{\mathbf{i}}(k|k-1) - \mathbf{B}\mathbf{u}(k) - \mathbf{H}\rho(k|k-1)\} \quad (11)$$

$$\hat{R}_v = \text{cov}\{\mathbf{i}_s(k) - \mathbf{C}\mathbf{i}(k|k-1)\mathbf{I}\rho(k|k-1)\} \quad (12)$$

To make things clearer, a pseudo code of the proposed control algorithm is provided.

Proposed algorithm for each sampling period

- Compute the covariance matrix $\mathbf{\Gamma}(k)$. Eq. (8).
- Compute the KF gain matrix $\mathbf{K}(k)$. Eq. (9).
- Assign initial values $J_0 := \infty$, $j := 1$
- **for** $j = 1$ to 32
 - Compute $\hat{\mathbf{i}}_s(k+2/k)$ for all available \mathbf{u}_p . Eqs. (1) and (7).
 - Compute the cost function J . Eq. (2).
 - **if** $J < J_0$ **then** $J_0 \leftarrow J$, $S_i^{opt} \leftarrow S_i^j$ **end if**
- **end for**
- Compute $\hat{\mathbf{i}}_r(k+1|k)$. Eq. (6).
- Update $\varphi(k+1)$. Eq. (10).

III. EXPERIMENTAL RESULTS

To validate the proposed control method, an experimental evaluation has been conducted. The test rig is based on a three pairs of poles five-phase IM whose nominal parameters have been experimentally determined as $R_s = 19.45 \, \Omega$, $R_r = 6.77 \, \Omega$, $L_{ls} = 100.7 \, \text{mH}$, $L_{lr} = 38.06 \, \text{mH}$, $M = 656.5 \, \text{mH}$, $\omega_m = 1,000 \, \text{rpm}$ and $P_n = 1 \, \text{kW}$. Two 2-level three-phase power converters from Semikron (SKS22F) are used to drive the five-phase IM, where the DC-link voltage is set to 300 V using a DC power supply system. The control system is based on a MSK28335 board and a TMS320F28335 DSP, being the rotor mechanical measured using a GHM510296R/2500 digital encoder and the eQEP peripheral of the DSP. A DC motor is also used to introduce a variable load torque in the system.

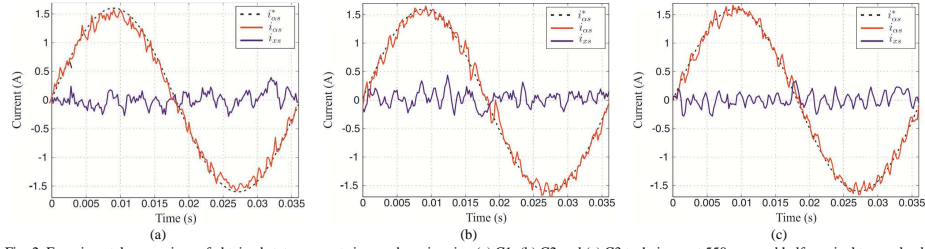
Different tests were carried out to validate the current controller performance using the conventional PCC method (C1), the PCC method with KF and a simple covariance estimation proposed in [5] (C2) and the PCC with the proposed optimum-KF (C3). A sampling frequency of 15 kHz is considered, as well as the cost function defined in (2) with $\lambda_{xy} = 0.1$ and half nominal torque load is applied. Three figures of merit are used to compare the efficiency of the different rotor current estimators in terms of control performance and prediction accuracy. These are mean squared values of the current control error in α and x axis, defined in (14), and the model prediction error in α axis (15).

$$MSE i_{(\alpha, x)s}^* = \sqrt{\sum_{j=1}^N (i_{(\alpha, x)s}(j) - i_{(\alpha, x)s}^*(j))^2} / \sqrt{N} \quad (13)$$

$$MSE\hat{i}_{\alpha s} = \sqrt{\sum_{j=1}^N (i_{\alpha s}(j) - \hat{i}_{\alpha s}(j))^2} / \sqrt{N} \quad (14)$$

Table I and Fig. 2 summarize the obtained results. Three operating points (500, 550 and 600 rpm) are analyzed in detail in Table I to quantify the obtained improvement when the proposed rotor current estimator is used. It is observed that all

IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS

Fig. 2. Experimental comparison of obtained stator currents in α and x axis using (a) C1, (b) C2 and (c) C3 techniques at 550 rpm and half nominal torque load.

ω [rpm]	MSE	C1	C2	C3
500	$MSE\hat{i}_{\alpha}^*$	0.1075	0.0950	0.0907
	$MSE\hat{i}_{\alpha}$	0.1411	0.1343	0.1267
	$MSE\hat{i}_{\alpha}^*$	0.1284	0.1051	0.0963
550	$MSE\hat{i}_{\alpha}^*$	0.1227	0.1044	0.0879
	$MSE\hat{i}_{\alpha}$	0.1526	0.1363	0.1047
	$MSE\hat{i}_{\alpha}^*$	0.1408	0.1354	0.1260
600	$MSE\hat{i}_{\alpha}^*$	0.1177	0.0924	0.0860
	$MSE\hat{i}_{\alpha}$	0.1469	0.1318	0.1134
	$MSE\hat{i}_{\alpha}^*$	0.1435	0.1354	0.1203

figures of merit are improved (lower values) if the proposed optimum KF rotor current estimator (C3) is used. For instance, the obtained $MSE\hat{i}_{\alpha}^*$ value at 550 rpm using C3 is reduced in 28.36 % and 15.80 % when it is compared with those obtained using C1 and C2, respectively. Similarly, the obtained $MSE\hat{i}_{\alpha}^*$ value at 600 rpm is also reduced in 22.80 % and 13.96 % when C3 is employed instead of C1 and C2, respectively. Notice that similar results are obtained at different operating points. Fig. 2 details the performance of the system using C1, C2 and C3 at 550 rpm, where the current tracking characteristics in α and x axis are plotted, showing that the closed-loop performance of the system using C3 technique offers better tracking characteristics than others.

IV. CONCLUSIONS

This work addresses the application of KF in the design of rotor current observers when PCC methods are used in IM drives. In particular, a procedure for the design of an optimal KF is presented. Experimental results in a five-phase IM drive show the interest of the proposed procedure, which improves stator current prediction and tracking, comparing with other conventional or KF-based PCC methods.

REFERENCES

- [1] S. Kouro, M.A. Perez, J. Rodríguez, A.M. Llor, and H.A. Young, "Model predictive control: MPC's role in the evolution of power electronics," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, no. 4, pp. 8–21, 2015.
- [2] F. Barrero and M.J. Duran, "Recent advances in the design, modeling, and control of multiphase machines – Part I," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 449–458, 2016.
- [3] C. Martin, M.R. Arahal, F. Barrero, and M.J. Duran, "Multiphase rotor current observers for current predictive control: a five-phase case study," *Control Eng. Pract.*, vol. 49, pp. 101–111, 2016.
- [4] J. Rodas, F. Barrero, M.R. Arahal, C. Martin, and R. Gregor, "On-line estimation of rotor variables in predictive current controllers: a case study using five-phase induction machine," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, on review – R3 version submitted.
- [5] B.J. Odelson, M.R. Rajamani, and J.B. Rawlings, "A new autocovariance least-squares method for estimating noise covariances," *Automatica*, vol. 42, no. 2, pp. 303–308, 2006.
- [6] T. Söderström, M. Mossberg, and M. Hong, "A covariance matching approach for identifying errors-in-variables systems," *Automatica*, vol. 45, no. 9, pp. 2018–2031, 2009.

Design and Implementation of an FPGA-based Real-time Simulator for a Dual Three-Phase Induction Motor Drive

Raúl Gregor[†], Guido Valenzano^{*}, Jorge Rodas^{*}, José Rodríguez-Piñeiro^{**}, and Derlis Gregor^{***}

^{†,*}Laboratory of Power and Control Systems, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

^{**}Department of Electronics and Systems, Universidade da Coruña, España

^{***}Laboratory of Distributed Systems, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

Abstract

This paper presents a digital hardware implementation of a real-time simulator for a multiphase drive using a field-programmable gate array (FPGA) device. The simulator was developed with a modular and hierarchical design using very high-speed integrated circuit hardware description language (VHDL). Hence, this simulator is flexible and portable. A state-space representation model suitable for FPGA implementations was proposed for a dual three-phase induction machine (DTPIM). The simulator also models a two-level 12-pulse insulated-gate bipolar transistor (IGBT)-based voltage-source converter (VSC), a pulse-width modulation scheme, and a measurement system. Real-time simulation outputs (stator currents and rotor speed) were validated under steady-state and transient conditions using as reference an experimental test bench based on a DTPIM with 15 kW-rated power. The accuracy of the proposed digital hardware implementation was evaluated according to the simulation and experimental results. Finally, statistical performance parameters were provided to analyze the efficiency of the proposed DTPIM hardware implementation method.

Key words: Device simulation, Field-programmable gate array, Multiphase drive, Real-time simulation

I. INTRODUCTION

Recently, digital hardware implementations of real-time simulators have been widely performed in several research fields. In particular, the design and development of power electronic devices and electrical drives have greatly benefited from the advances associated with real-time simulation techniques [1]–[4]. In electrical drive applications, the controller stage is typically subjected to several cycles of testing and redesigns before prototyping. The testing and redesign processes are conducted using an expensive facility

equipped with power converters, electrical motors, sensors, switchgears, and other test equipment. The highly active research area in this field is justified in terms of implementation costs. Real-time simulators can accurately and efficiently model electrical drives and provide an alternate means for testing controller performance in hardware-in-the-loop (HIL) configurations [5]–[8]. This approach substantially reduces costs, human resources, power consumption, and the required physical space while providing immunity to damages in cases of controller malfunction [9]–[11]. Real-time simulators have been proven to be viable for several electrical motors and drives, such as permanent magnet synchronous motors [12], brushless DC motors [13], and three-phase induction motors [14].

In the present work, a novel implementation of a real-time simulator of a dual three-phase induction machine (DTPIM) is developed by employing a discrete version of the mathematical model using a state-space representation. The most suitable option in terms of cost is to implement the simulator using a standard PC. However, this approach does

Manuscript received May 9, 2015; accepted Nov. 1, 2015

Recommended for publication by Associate Editor Gaolin Wang.

[†]Corresponding Author: rgregor@ing.una.py

Tel: +595-21-646160 -Int: 2224, Universidad Nacional de Asunción

^{*}Laboratory of Power and Control Systems, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

^{**}Department of Electronics and Systems, Universidade da Coruña, España

^{***}Laboratory of Distributed Systems, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

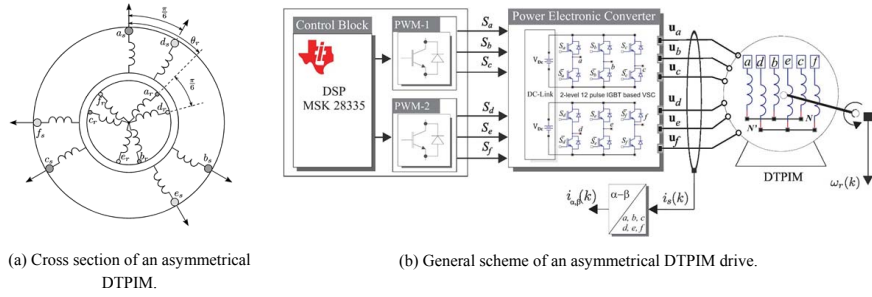


Fig. 1. Winding configuration and feed topology of an asymmetrical dual three-phase induction machine.

not allow real-time simulations, which are required to test the controller in the HIL configuration. Using a field-programmable gate array (FPGA) evaluation board for this purpose is advantageous because most of the required I/O interfaces for the HIL configuration can be integrated directly and are controlled by the FPGA. Furthermore, real-time requirements can be easily fulfilled by exploiting the parallelism capabilities of the FPGA while development cost can be greatly decreased by programming the FPGA in high-level development languages, as well as by using resources such as intellectual property (IP) blocks. Finally, FPGAs facilitate the extension of the implementation for future releases of the simulator. Given all these reasons, FPGAs are regarded as adequate candidates for implementing the real-time part of the simulator, whereas relaying in a standard PC is suitable for storage and non-real-time operations. In this study, we select a Xilinx SP605 evaluation board, which includes a Spartan-6 FPGA, to facilitate the implementation of I/O interfaces.

Real-time simulation results are validated experimentally using a 15 kW DTPIM test bench. Therefore, this work constitutes a starting point for testing different types of controllers applied to the DTPIM in an HIL configuration. The remainder of this paper is organized as follows. Section II introduces the mathematical model of the DTPIM on the basis of the vector space decomposition (VSD) approach. Section III presents the details of the hardware and software implementation of the real-time simulator. Section IV provides the details and characteristics of the experimental test bench. In addition, this section includes a comparison of the results obtained by the real-time simulator and those obtained through a MATLAB/Simulink model and via experimental tests that quantify the statistical performance parameters. Finally, Section V summarizes the concluding remarks.

II. THE DTPIM MATHEMATICAL MODEL

Multiphase machines are well recognized as an attractive alternative to conventional three-phase machines in several industrial applications (more-electric aircraft, electric and hybrid vehicles, ship propulsion, and wind power systems), which require high overall system reliability and reduction in total power (current) per phase [15]–[17]. One of the most widely discussed topologies is the asymmetrical DTPIM with two sets of three-phase stator windings that are spatially shifted by 30 electrical degrees and isolated neutral points (Fig. 1(a)). The DTPIM is a continuous system, which can be described by a set of differential equations. The model of the system can be simplified by using VSD theory [18]. This theory enables the transformation of the original six-dimensional space of a machine model into three two-dimensional orthogonal subspaces in stationary reference frames $(\alpha-\beta)$, $(x-y)$, and (z_1-z_2) by means of a 6×6 transformation matrix and using an amplitude invariant criterion. This matrix, \mathbf{T} , is defined as

$$\mathbf{T} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

According to the VSD approach, electromechanical energy conversion variables are mapped in the $(\alpha-\beta)$ subspace while the current components in the $(x-y)$ subspace represent the supply harmonics of order $6n \pm 1$ ($n = 1, 3, 5, \dots$) and only generate losses. The voltage vectors in the (z_1-z_2) subspace are zero because of the isolated neutral point configuration [19]. Moreover, the DTPIM is supplied with a two-level 12-pulse insulated-gate bipolar transistor (IGBT)-based voltage-source converter (VSC) and a Dc-link (VDC), as shown in Fig. 1(b). The VSC exhibits a discrete nature with $2^6=64$ different switching state vectors defined by six switching functions, which correspond to six inverter legs $[S_{a_1},$

$S_d, S_b, S_c, S_{-f}, S_j$, where $S_{a-f} \in \{0,1\}$. The different switching state vectors and VDC voltage define the phase voltages, which can in turn be mapped to the $(\alpha-\beta)$ space according to the VSD approach [20], [21]. To represent the stationary reference frame $(\alpha-\beta)$ in a rotating reference frame $(d-q)$, a rotation transformation can be used. This transformation matrix, \mathbf{T}_{dq} , is represented as

$$\mathbf{T}_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2)$$

where θ_r is the rotor angular position referred to the stator, as shown in Fig. 1(a).

The dynamic behavior of the DTPIM can be modeled using a state-space representation as follows [22]:

$$\frac{d[\mathbf{x}]_{4 \times 1}}{dt} = [\mathbf{A}]_{4 \times 4}[\mathbf{x}]_{4 \times 1} + [\mathbf{B}]_{4 \times 4}[\mathbf{u}]_{4 \times 1} \quad (3)$$

where $[\mathbf{u}]_{4 \times 1} = [u_{as}, u_{\beta s}, 0, 0]^T$ is the input vector, $[\mathbf{x}]_{4 \times 1} = [i_{as}, i_{\beta s}, i_{ar}, i_{\beta r}]^T$ is the state vector, and $[\mathbf{A}]_{4 \times 4}$ and $[\mathbf{B}]_{4 \times 4}$ are the parameter matrices that characterize the dynamics of the electrical drive. The set of state variables described above is defined as

$$[\mathbf{A}]_{4 \times 4} = \begin{bmatrix} -c_2 R_s & c_3 \omega_r L_m & c_3 R_r & c_3 \omega_r L_r \\ -c_3 \omega_r L_m & -c_2 R_s & -c_3 \omega_r L_r & c_3 R_r \\ c_3 R_s & c_4 \omega_r L_m & -c_4 R_r & -c_4 \omega_r L_r \\ c_4 \omega_r L_m & c_3 R_s & c_4 R_r & -c_4 R_r \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$[\mathbf{B}]_{4 \times 4} = \begin{bmatrix} c_2 & 0 & -c_3 & 0 \\ 0 & c_2 & 0 & -c_3 \\ -c_3 & 0 & c_4 & 0 \\ 0 & -c_3 & 0 & c_4 \end{bmatrix} \quad (5)$$

where R_s and R_r are the stator and rotor resistance, respectively; ω_r is the rotor angular speed; and L_s , L_r , and L_m are the stator, rotor, and magnetizing inductances, respectively. Furthermore, the constants c_i ($i=1,2,3,4$) are defined as:

$$c_1 = L_s L_r - L_m^2, \quad c_2 = \frac{L_r}{c_1}, \quad c_3 = \frac{L_m}{c_1}, \quad c_4 = \frac{L_s}{c_1}. \quad (6)$$

The proposed mathematical model can be discretized using the Euler method. Thus, the prediction of the state vector for the sample $(k+1)$ calculated at sample time (k) , namely, $\hat{\mathbf{x}}_{(k+1|k)}$, can be expressed as

$$\hat{\mathbf{x}}_{(k+1|k)} = [\mathbf{I} + T_m \mathbf{A}_{(k|k)}] \mathbf{x}_{(k|k)} + T_m \mathbf{B} \mathbf{u}_{(k|k)} \quad (7)$$

where T_m is considered the sampling time and \mathbf{I} is the identity matrix. Moreover, for a machine with P pairs of poles, the electromagnetic torque (T_e) of the drive can be modeled by the following equation:

$$T_e = 3 \frac{P}{2} (\psi_{\beta r} i_{ar} - \psi_{ar} i_{\beta r}) \quad (8)$$

where ψ_{ar} and $\psi_{\beta r}$ are the rotor fluxes in the $(\alpha-\beta)$ subspace.

The relationship between torque and rotor speed can be written as

$$J_i \frac{d}{dt} \omega_r + B_i \omega_r = \frac{P}{2} (T_e - T_L) \quad (9)$$

where T_L is the load torque, J_i is the machine inertia, and B_i is the viscous friction coefficient. Eqs. (8) and (9) can be represented in discrete time with a procedure analogous to the one used for Equ. (7). Therefore, electromagnetic torque and speed evolutions can be represented as a function of the state variables by the following equations:

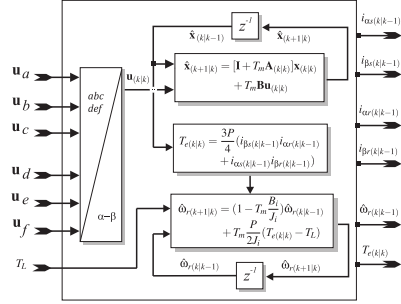
$$T_e(k|k) = \frac{3P}{4} (i_{\beta r}(k|k-1) i_{ar}(k|k-1) + i_{as}(k|k-1) i_{\beta r}(k|k-1)) \quad (10)$$

$$\hat{\omega}_{r(k+1|k)} = \left(1 - T_m \frac{B_i}{J_i}\right) \hat{\omega}_{r(k|k-1)} + T_m \frac{P}{2J_i} (T_e(k|k) - T_L). \quad (11)$$

The functional block diagram of the discretized DTPIM model is shown in Fig. 2(a). Eqs. (7), (10), and (11) are implemented by using basic arithmetic blocks, such as adders, multipliers, and registers, which are used to obtain the necessary time delays. The input variables are the voltages applied to the stator windings ($\mathbf{u}_s, \mathbf{u}_b, \mathbf{u}_c, \mathbf{u}_d, \mathbf{u}_e, \mathbf{u}_f$) and load torque. The output of the functional block diagram could be any of the following parameters obtained through a mathematical manipulation of inputs and/or state variables, which is the most common approach for control applications: electromagnetic torque, rotor angular speed, stator, and rotor currents in a stationary reference frame. The real-time simulator is developed and implemented using the Xilinx SP605 development board, which is shown in Fig. 2(b). This board features a Spartan-6 XC6SLX45T FPGA.

III. REAL-TIME SIMULATOR IMPLEMENTATION

A simplified scheme of the real-time simulator is shown in Fig. 3, in which the data flow among blocks is represented by arrows. The digital system implements a custom-made processor featuring Harvard architecture with separate data and program memories, program counter, processing unit, input and output modules, and a clocking module. As shown in Fig. 3, the core of the implementation is the control unit. The control unit interconnects, manages, and coordinates the rest of the blocks by reading, decoding, and executing program instructions. Program instructions are stored in program memory and indexed by the program counter. The input module captures pulse-width modulation (PWM) signals through the digital pins of the evaluation board and converts them into floating-point values, which can be operated by the processing unit. The processing unit is capable of performing sums and products and is used to implement Eqs. (7), (10), and (11). The operands employed by the processing unit are read from the data memory, which enables their simultaneous reading in a single clock cycle. Data memory can also store the results provided by the



(a) DTPIM input and output signals.

Fig. 2. Implementation characteristics of the real-time simulator.



(b) SP605 Xilinx evaluation board.

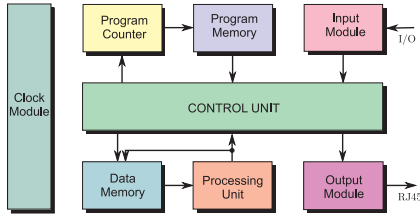


Fig. 3. Block diagram of the real-time simulator architecture.

processing unit. The output module provides the PC with the values of the state vector, as well as the input voltages for each clock cycle. Finally, the clock module aims to generate all the clock signals required by the different blocks of the real-time simulator.

The details of each block are as follows:

- The **Data Memory** capacity is 512 32-bit wide words, whereas the **Program Memory** can store 512 36-bit wide words; both memories are implemented using random access memory (RAM) blocks embedded in the FPGA. This approach eases the scaling of the memory for future implementation releases. As data and program instructions are stored in different memories (Harvard architecture), the program instructions and associated data are read in a single clock cycle.
- The **Program Counter** is implemented as a nine-bit synchronous up-counter capable of addressing 512 **Program Memory** positions. It features a load function, which allows it to perform branch operations.
- The **Processing Unit** is used for data manipulation and addition and multiplication operations. Floating-point arithmetic is employed to increase the dynamic range of the operations performed by the processing unit and to facilitate the comparison of the results with those obtained by means of simulation in the MATLAB/Simulink environment. An efficient

ALGORITHM 1

IMPLEMENTATION OF THE MATHEMATICAL MODEL

Initialize constants

loop

Store values of voltage inputs
Compute values of system inputs $u_{d(k)}$ at instant k
Compute torque at instant k , $T_{e(k|k)}$, by using Eq. (10)
Compute the prediction of the state variables for the instant $k + 1$ by using Eqs. (7) and (11)
Update state variables for the next iteration
Wait for the next sampling instant

end loop

implementation is assured by using the LogiCORE IP Floating-Point Operator from Xilinx [23].

- The **Input Module** allows for the conversion of binary signals representing PWM voltages generated by the Dc-link to floating-point values for data manipulation.
- The **Output Module** implements a Gigabit-Ethernet communication link, which is used to send the values of the state vector $\hat{x}_{(k|k-1)}$ and input voltages (u_a, \dots, u_f) for external storage; this block is based on the LogiCORE IP Tri-Mode Ethernet MAC provided by Xilinx [24]. A Gigabit-Ethernet link is used considering that it achieves high data rates and is more widely available than other technologies, such as the Peripheral Component Interconnect Express and the Serial Advanced Technology Attachment.
- Finally, the **Clock Module** generates the main and **Output Module** clocking signals, whose periods are 20 and 8 ns, respectively; this module is implemented by using the LogiCORE IP Clocking Wizard [25].

The developed program code implements Algorithm 1. This algorithm can be implemented by means of addition, multiplication, and branch instructions, as well as some instructions for storing and reading data from memories, transferring data to buffers of the output module, and acquiring data present in the digital input pins.

From a software point of view, the Xilinx ISE Design Suite

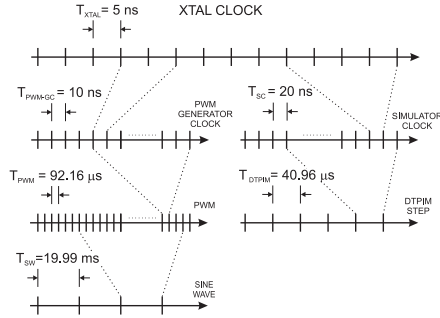


Fig. 4. Real-time simulator timing resolution.

environment is used during the design, test, and implementation phases. The integrated development environment (IDE) ISE constitutes the main development tool, whereas the ISE simulator (ISim) is for testing and debugging purposes. In addition, all functional blocks are developed by combining pieces of very high-speed integrated circuit hardware description language (VHDL) code and Xilinx IP blocks.

The real-time simulator architecture consists of multiple processes running at different rates. Fig. 4 represents the relationship among the different rates used. The evaluation board provides a main differential clock of 200 MHz, which feeds a phase-locked loop (PLL) to derive the clock signals of 100 and 50 MHz for the PWM generator and real-time simulator, respectively. In the PWM generator, a 50 Hz sine wave varies the duty cycle of a 10.8 kHz PWM carrier to obtain the VSC voltage for the simulation. Similarly, the hardware simulation of the DTPIM model is executed with a simulation step of 40.96 μ s (24.4 kHz). Despite the fact that the simulation can run at frequencies as high as 100 kHz, the simulation step is selected to match the sampling rate of the measurement instruments.

IV. EXPERIMENTAL RESULTS

A. Experimental Setup Overview

A commercial three-phase induction machine with three pairs of poles, 72 slots, and 15 kW-rated power is rewound to obtain an asymmetrical dual three-phase winding (with two isolated neutral points) with the same pairs of poles and rated power as the original three-phase machine. Conventional blocked rotor and no-load test procedures are applied to determine experimentally the electrical and mechanical parameters of the DTPIM. The obtained values are presented in Table I. Two three-phase Semikron SKS 35F B6U+E1CIF+B6CI21V VSC modules are used to generate six-phase stator voltages. The VSC modules are fed in parallel by a three-phase grid of 380 VRMS, and the internal

TABLE I
ELECTRICAL AND MECHANICAL PARAMETERS

Parameter	Dual Three-phase Induction Machine		
	Symbol	Value	Unit
Stator resistance	R_s	0.62	Ω
Rotor resistance	R_r	0.63	Ω
Stator inductance	L_s	0.2062	H
Rotor inductance	L_r	0.2033	H
Magnetizing inductance	L_m	0.0666	H
System inertia	J	0.27	kg m ²
Viscous friction coefficient	B	0.012	kg m ² /s
Nominal frequency	f_o	50	Hz
Load torque	T_L	0	N·m
Pair of poles	P	3	—
Rated Values			
Rated rotor speed	ω_n	970	rpm
Rated current ¹	I_n	2.50	A
Full load torque	T_n	146.11	N·m

¹Current per phase

rectifiers generate a DC voltage of 585 V. A hardware timer based on the LM555 device operating in monostable mode is implemented to control the internal pre-charge circuit of the SKS 35F converter modules.

The implementation of the control system is based on the digital signal processor (DSP) TMS320LF28335 manufactured by Texas Instruments and the Technosoft MSK28335 board, which comprises 12 PWM outputs. PWM outputs are configured to achieve a 10 kHz carrier frequency. Stator currents are measured using Hall effect sensors (LA55P from LEM). The analog-to-digital converters of the Technosoft board, which comprises 16 parallel channels, are used to capture the measured signals. On the other hand, the mechanical speed is measured by employing a Hengstler RI 58-O digital incremental encoder with a resolution of 10,000 pulses per revolution and the eQEP peripheral of the DSP. The digital inputs and outputs of the control board are galvanically isolated with the ISO7230CDW isolator manufactured by Texas Instruments to preserve system integrity. Fig. 5 shows the scheme of the experimental setup used to validate the real-time hardware simulator of the DTPIM. To quantify the performance of the real-time simulator, a PLL software implementation is employed in the estimation of the stator current angle (θ). The block diagram of the proposed PLL scheme is shown in Fig. 6.

The output of the PLL scheme provides the current angle value that is employed to calculate the stator current in a rotating reference frame ($i_d - i_q$) using the transformation matrix shown in Equ. (2). The statistical performance parameters (with stator current evolution in a rotating

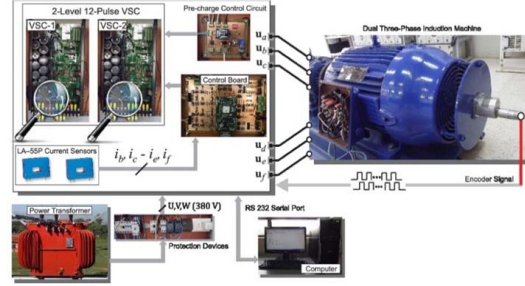


Fig. 5. Start-up characteristics of stator current.

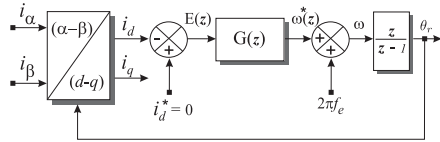


Fig. 6. Block diagram of a PLL with special design of the compensator.

reference frame as a reference) across three different cases are evaluated and compared. The cases involve a real-time hardware simulator based on the FPGA device, DTPIM model based on a MATLAB/Simulink simulation environment, and a real DTPIM.

B. PLL Software Implementation

Fig. 6 shows that the dynamic performance of the proposed PLL is highly influenced by the compensator $G(z)$. Considering that the reference signal is the stator current in d axis and given that the loop gain includes an integral term, θ_r must track the constant component of the reference signal with zero steady-state error. However, to ensure zero steady-state error, the loop gain must include at least two integrators. Therefore, $G(z)$ must include at least one integral term, that is, one pole at $z = 1$. The other poles and zeros of $G(z)$ are determined mainly by the closed-loop bandwidth requirements of the PLL and stability indices, such as phase margin and gain margin, according to the procedure described in [26]. Considering that $G(z)$ is controllable, the transfer function can be expressed in the following controllable canonical form:

$$\mathbf{x}_{(k+1|k)} = [\mathbf{F}]_{5 \times 5} \mathbf{x}_{(k|k)} + [\mathbf{D}]_{5 \times 1} e_{(k|k)} \quad (12)$$

$$\omega^*_{(k+1|k)} = [\mathbf{C}]_{1 \times 5} \mathbf{x}_{(k|k)} \quad (13)$$

where the matrix $[\mathbf{F}]_{5 \times 5}$ and the vectors $[\mathbf{D}]_{5 \times 1}$ and $[\mathbf{C}]_{1 \times 5}$ define the dynamics of the PLL compensator $[G(z)]$, whose set of state variables (Fig. 7) is as follows:

$$[\mathbf{F}]_{5 \times 5} = \begin{bmatrix} 2.5 & -2.2 & 0.9 & -0.2 & 0.01 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$[\mathbf{D}]_{5 \times 1} = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T \quad (15)$$

$$[\mathbf{C}]_{1 \times 5} = [1.7 \ -5.7 \ 8.1 \ -5.8 \ 1.6] \quad (16)$$

This state-space realization is in controllable canonical form because the resulting model is guaranteed to be controllable. As the control enters a chain of integrators, it can move every state (Fig. 7).

The proposed PLL architecture is implemented by using the TMS320LF28335 DSP with consideration of floating-point arithmetic and 10 kHz sampling frequency. The PLL algorithm is executed as an interrupt service routine (ISR), which is triggered by one of the general-purpose timer circuits available on the chip. The same timer also triggers the simultaneous acquisition of input signals with sampling interrupt. As the on-chip A/D converters achieve a rapid conversion rate (approximately 106 ns of conversion time), input data are made available at the beginning of the ISR with negligible time delay. Immediately after the A/D conversion, the current components in the stationary reference frame (α - β) are calculated at each sampling time from the measured phase stator currents ($i_{bs}, i_{cs}, i_{ds}, i_{fs}$) by using Equ. (1).

Fig. 8 shows the stator current angle evolution obtained experimentally by using the proposed PLL architecture when the DTPIM is fed with electrical frequency voltages (f_e) of 40 Hz. In the figure, the angle evolves from 0 to 2π during a single period of the stator current wave. The result is also observed to be satisfactory even when the stator currents in the stationary reference frame are distorted because of electrical noise.

C. DTPIM Real-Time Simulator Performance

The performance of the real-time simulator is analyzed and

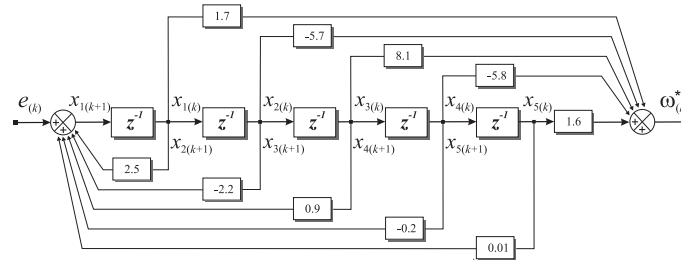
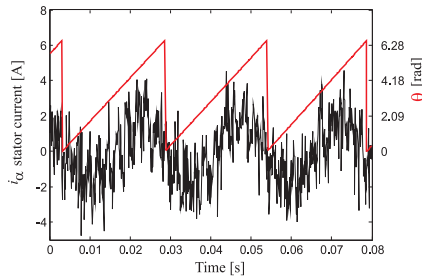
Fig. 7. Block diagram representation of $G(z)$ transfer function on controllable canonical form.

Fig. 8. Stator current angle evolution obtained experimentally by using the proposed PLL with a specially designed compensator.

validated using the experimental setup and a DTPIM MATLAB/Simulink model, in which a fourth-order Runge-Kutta numerical integration method is applied to compute the evolution of the state variables step by step in the time domain. Table I shows the electrical and mechanical parameters of the asymmetrical DTPIM, which are considered during the implementation of the real-time simulator. The accuracy of the real-time simulator is evaluated under no-load conditions.

Fig. 9 shows the start-up characteristics of the stator current when a VSC supplied with 585 V of De-Link is considered and when a sinusoidal modulation index of 0.275 and a frequency of 50 Hz are applied. Fig. 9(a) shows the i_{β} current evolution of the DTPIM provided by the proposed real-time hardware simulator and based on the FPGA. In this case, the VSC, PWM scheme, and AC motor are simulated within the FPGA.

After the real-time simulation, the state variables are sent to the computer through a Gigabit-Ethernet link for analysis. The stator current evolution is compared with the i_a current obtained using the experimental setup to verify the agreement between the real-time simulation results and experimental results, especially with respect to the time constants associated with the DTPIM (start-up speed, steady-state current, etc.). The time constants converge to the values obtained experimentally under transient and steady-state

conditions, in which quantifying a steady-state current of approximately 2 A is possible. Fig. 9(b) shows the results obtained using the MATLAB/Simulink model, and Fig. 9(c) shows the results obtained experimentally. These results are compared with the i_a current obtained experimentally. The start-up current evolution converges to a common value for the FPGA-based or MATLAB/Simulink-based simulations, as well as for the experimental setup, with a start-up transient of approximately 1.15 s. After 1.5 s, the reference frequency is changed from 40 Hz to 50 Hz while the modulation index is kept constant at 0.275. Fig. 10 shows the rotor speed evolution for the three cases previously analyzed. The results provided by the FPGA-based simulator and MATLAB/Simulink model under steady-state conditions converge to the values obtained experimentally using a motor with three pairs of poles and 50 Hz of nominal frequency (1,000 rpm).

Fig. 11 shows the power spectral density of the $i_{\beta s}$ stator current measured experimentally and depicted in Fig. 9(c). The switch mode operation effect of the converter caused by the PWM modulation technique is noticeable. Specifically, clusters of high-order harmonics appear in the frequency spectra of the converter currents at multiples of the switching frequency. Regardless of the control method employed, the harmonics generated by the fast-switching PWM converter introduce a significant amount of distortion in the range beginning at the switching frequency [27].

Statistical performance parameters, such as covariance, standard deviation (SD), and mean squared error (MSE), are used to evaluate the accuracy of the results provided by the real-time simulator, taking as reference the results obtained through simulations and by means of experimental tests. The envelope of the fundamental frequency component of the stator currents in the stationary reference frame can be calculated using the Hilbert transform (HT) method. This envelope detection method involves creating analytic signals of the stator current using the HT method. An analytic signal is a complex signal, whose real part (i_{as}) is considered the original signal and the imaginary part ($j i_{\beta s}$) is the HT of the

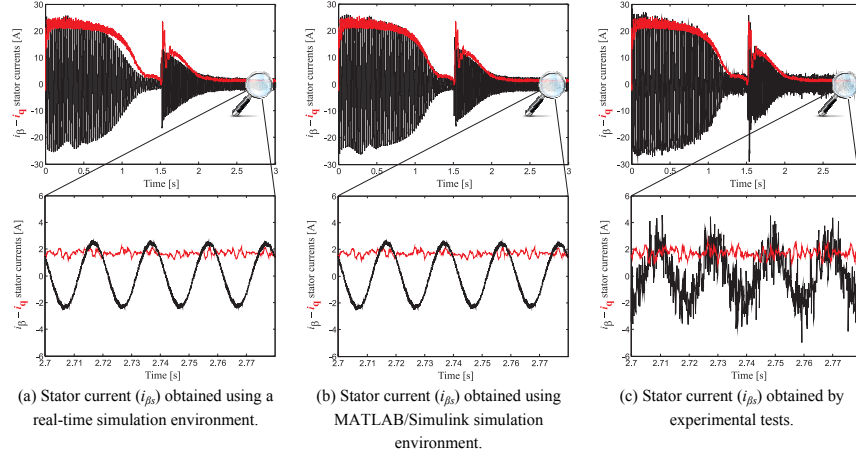


Fig. 9. Start-up characteristics of stator current.

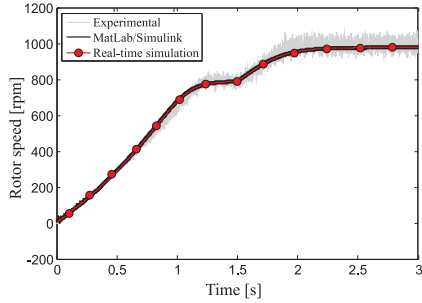


Fig. 10. Transient rotor speed evolution.

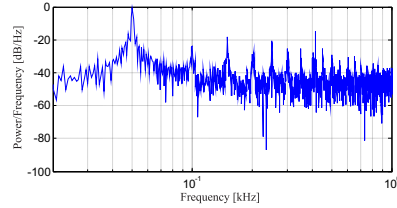
original signal. A discrete-time analytic signal ($h(k)$) can be defined as follows:

$$h(k) = i_{\alpha s}(k) + j i_{\beta s}(k). \quad (17)$$

The envelope of the signal can be determined by computing the modulus of the analytic signal from the following equation:

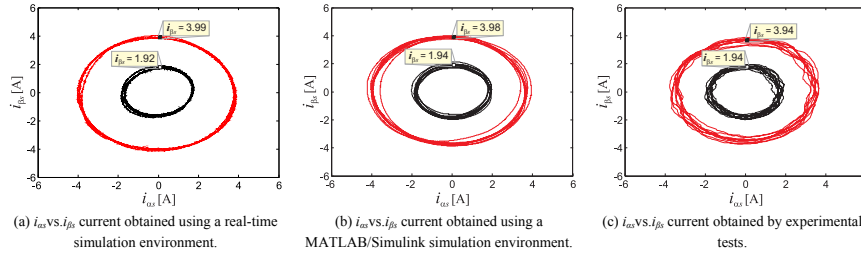
$$|h(k)| = \sqrt{\left[\sum_{k=0}^n i_{\alpha s}(k) \right]^2 + \left[\sum_{k=0}^n i_{\beta s}(k) \right]^2}. \quad (18)$$

The above equation can be used to determine the envelope evolution of the stator current, which is used to evaluate the aforementioned statistical performance parameters. With this analysis, we can determine the degree of dispersion of the stator current envelope with respect to the value obtained experimentally through the PLL software implementation (shown in red color in Fig. 9).

Fig. 11. Power spectral density of the $i_{\beta s}$ stator current.

The statistical relationship between the curves (i_{qs} and stator current envelope) and the MSE are analyzed under steady-state conditions. Table II details the results of the three different DTPIM implementation methods considered in Fig. 9. Note that the obtained covariance results are positive. These results show a linear dependence between the i_{qs} current obtained through the PLL implementation and the stator current envelope obtained by means of the HT method. The results tend to show similar behaviors across the three cases. Moreover, the low SD values shown in Table II indicate that the data points in steady-state conditions tend to be very close to the mean values of the i_{qs} current. The MSE values are used for comparative purposes. Note that the obtained MSE results are similar and close to 1 A for the three cases. These results show the good behavior of the real-time hardware simulator.

Further analysis is conducted to examine the performance of the real-time simulator under different test conditions. For example, a change in the modulation index from 0.275 to 0.481 is considered at $t = 1.5$ seconds, along with a constant voltage frequency of 40 Hz. Fig. 12(a) shows the trajectory of

Fig. 12. Real-time simulator i_{α} vs. i_{β} characteristics.TABLE II
PERFORMANCE ANALYSIS

Parameter	Statistical Performance Parameters		
	Covariance	SD	MSE
Real-time simulation	1.95×10^{-26}	1.087	1.132
MATLAB/Simulink	1.60×10^{-26}	1.025	1.064
Experimental	5.23×10^{-26}	1.004	1.030

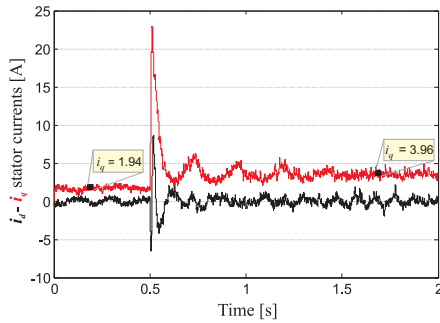


Fig. 13. Stator current evolution in a rotating reference frame.

current evolutions in two planes (α - β) considering at least four current periods in a steady-state operation, in which the effect of the change in the modulation index in the reference voltages can be observed. Fig. 12(b) shows the results obtained using the MATLAB/Simulink model, and Fig. 12(c) shows the experimental results. As in the previous case, the simulated current converges to the values equivalent to those obtained experimentally and exhibits a similar dynamic behavior. These results prove the good behavior of the real-time simulator.

Finally, Fig. 13 shows the stator current evolution in the rotating reference frame (d - q) obtained with Eq. (2) using the angle values calculated by the PLL software implementation. The steady-state current values converge to the values shown in Fig. 12 before and after the change applied in the modulation index from 0.275 to 0.481, with the values being

close to 2 and 4 A, respectively. These results show the good behavior of the proposed real-time simulator applied to the DTPIM.

V. CONCLUSION

Multiphase induction motor drives have emerged in recent years for different applications, especially those that require high power and reliability. These applications are still evolving and thus require a constant evaluation of the new constraints associated with power electronics, magnetic saturation, and control systems. Major studies will require the use of flexible and scalable real-time simulators.

This paper introduced a DTPIM real-time simulator implemented by using an FPGA-based development board. First, the mathematical model of the multiphase machine was introduced. Second, the details of the implementation (hardware and software) were presented. To validate the results obtained by the FPGA-based simulator, an experimental test bench was designed. In addition, the obtained results were compared with those provided by a MATLAB/Simulink model under no-load conditions. An error close to zero was obtained for the results generated by the FPGA-based simulator and MATLAB/Simulink model. These results were consistent with the experimental results, thereby validating the behavior of the implemented real-time simulator in terms of accuracy. The obtained results constitute the starting point for the development of test systems, which involve multiphase (more than three phases) electrical motors in HIL configurations and thus entail minimal costs, human resources, power consumption, and physical space.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the Paraguayan Government for the economic support they provided through the CONACYT grant 14-INV-097 (research Project) and the research stay grants under the program "Programa de Vinculación de Científicos y Tecnólogos," PROCENCIA, with references 14-VIN-008 (2014 call) and PVCT 15-13

(2015 call). In addition, they wish to express their gratitude to the anonymous reviewers for their helpful comments and suggestions. This work was also funded by MINECO of Spain; the FEDER funds of the E.U. under Grants 2012/287, TEC2013-47141-C4-1-R, and FPU12/0439; and by the Fundación Carolina of Spain.

REFERENCES

- [1] J. Liu and V. Dinavahi, "A real-time nonlinear hysteretic power transformer transient model on FPGA," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 61, No. 7, pp. 3587–3597, Jul 2014.
- [2] A. Hasanzadeh, C. S. Edrington, N. Stroupe, and T. Bevis, "Real-time emulation of a high-speed microturbine permanent-magnet synchronous generator using multiplatform hardware-in-the-loop realization," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 61, No. 6, pp. 3109–3118, Jun. 2014.
- [3] C. Dufour and J. Belanger, "On the use of real-time simulation technology in smart grid research and development," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 50, No. 6, pp. 3963–3970, Nov./Dec. 2014.
- [4] H. F. Blanchette, T. Ould-Bachir, and J. P. David, "A state-space modeling approach for the FPGA-based real-time simulation of high switching frequency power converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 59, No. 12, pp. 4555–4567, Dec. 2012.
- [5] T. Hardy and W. Jewell, "Hardware-in-the-loop wind turbine simulation platform for a laboratory feeder model," *IEEE Trans. Sustain. Energy*, Vol. 5, No. 3, pp. 1003–1009, Jul. 2014.
- [6] Y. Chen and V. Dinavahi, "Hardware emulation building blocks for real-time simulation of large-scale power grids," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, Vol. 10, No. 1, pp. 373–381, Feb. 2014.
- [7] O. Konig, C. Hametner, G. Prochart, and S. Jakubek, "Battery emulation for power-HIL using local model networks and robust impedance control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 61, No. 2, pp. 943–955, Feb. 2014.
- [8] W. Wang, Z. Shen, and V. Dinavahi, "Physics-based device-level power electronic circuit hardware emulation on FPGA," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, Vol. 10, No. 4, pp. 2166–2179, Nov. 2014.
- [9] G. G. Parma and V. Dinavahi, "Real-time digital hardware simulation of power electronics and drives," *IEEE Trans. Power Del.*, Vol. 22, No. 2, pp. 1235–1246, Apr. 2007.
- [10] M. Matar and R. Iravani, "The reconfigurable-hardware real-time and faster-than-real-time simulator for the analysis of electromagnetic transients in power systems," *IEEE Trans. Power Del.*, Vol. 28, No. 2, pp. 619–627, Apr. 2013.
- [11] J. Wang, Y. Song, W. Li, J. Guo, and A. Monti, "Development of a universal platform for hardware in-the-loop testing of microgrids," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, Vol. 10, No. 4, pp. 2154–2165, Nov. 2014.
- [12] C. Choi and W. Lee, "Analysis and compensation of time delay effects in hardware-in-the-loop simulation for automotive PMSM drive system," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 59, No. 9, pp. 3403–3410, Sep. 2012.
- [13] J. Toman, Z. Ancik, and V. Singule, *Mechatronics: recent technological and scientific advances*, Berlin, Germany: Springer Berlin Heidelberg, pp. 165–173, 2012.
- [14] M. A. Esparza, R. Alvarez-Salas, H. Miranda, E. Cabal-Yepez, A. Garcia-Perez, R. Romero-Troncoso, and R. Osornio-Rios, "Real-time emulator of an induction motor: FPGA-based implementation," in *9th International Conference on Electrical Engineering, Computing Science and Automatic Control (CCE)*, pp. 1–6, Sep. 2012.
- [15] H. S. Che, E. Levi, M. Jones, M. J. Duran, W.-P. Hew, and N. Abd Rahim, "Operation of a six-phase induction machine using series-connected machine-side converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 61, No. 1, pp. 164–176, Jan. 2014.
- [16] J. Karttunen, S. Kallio, P. Peltoniemi, P. Silventoinen, and O. Pyrhonen, "Decoupled vector control scheme for dual three-phase permanent magnet synchronous machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 61, No. 5, pp. 2185–2196, May 2014.
- [17] F. Barrero and M. J. Duran, "Recent advances in the design, modeling and control of multiphase machines part 1," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 63, No. 1, pp. 449–458, Jan. 2016.
- [18] Y. Zhao and T. A. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 31, No. 5, pp. 1100–1109, Sep./Oct. 1995.
- [19] H. S. Che, M. J. Duran, E. Levi, M. Jones, W.-P. Hew, and N. A. Rahim, "Postfault operation of an asymmetrical six-phase induction machine with single and two isolated neutral points," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 10, pp. 5406–5416, Oct. 2014.
- [20] F. Barrero, J. Prieto, E. Levi, R. Gregor, S. Toral, M. J. Duran, and M. Jones, "An enhanced predictive current control method for asymmetrical six-phase motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 58, No. 8, pp. 3242–3252, Aug. 2011.
- [21] K. D. Hoang, Y. Ren, Z.-Q. Zhu, and M. Foster, "Modified switching-table strategy for reduction of current harmonics in direct torque controlled dual-three-phase permanent magnet synchronous machine drives," *IET Electric Power Application*, Vol. 9, No. 1, pp. 10–19, Jan. 2015.
- [22] J. A. Riveros, F. Barrero, E. Levi, M. J. Duran, S. Toral, and M. Jones, "Variable-speed five-phase induction motor drive based on predictive torque control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 60, No. 8, pp. 2957–2968, Aug. 2013.
- [23] LogiCORE IP Floating-Point Operator v5.0, Product Specification, Xilinx, 2011.
- [24] LogiCORE IP Tri-Mode Ethernet MAC v5.5, Product Guide, Xilinx, 2012.
- [25] LogiCORE IP Clocking Wizard v5.1, Product Guide, Xilinx, 2014.
- [26] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-sourced converters in power systems: modeling, control, and applications*, Wiley, New Jersey, USA, pp. 213–216, 2010.
- [27] C. Zhou, G. Yang, and J. Su, "PWM strategy with minimum harmonic distortion for dual three-phase permanent-magnet synchronous motor drives operating in the overmodulation region," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 31, No. 2, pp. 1367–1380, Feb. 2016.



Raúl Gregor was born in Asunción, Paraguay, in 1979. He received his B.S. degree in Electronics Engineering from the Catholic University of Asunción, Paraguay, in 2005. He received his M.Sc. and Ph.D. degrees in Electronic, Signal Processing, and Communications from the Higher Technical School of Engineering (ETSI), University of Seville, Spain, in 2008 and 2010, respectively. Since March 2010, Prof. Gregor has been serving as the Head of the Laboratory of Power and Control System of the Engineering Faculty of the National University of Asunción, Paraguay. He received the Best Paper Award from the *IEEE Transactions on Industrial Electronics, Industrial Electronics Society* in 2010, as well as the Best Paper Award from the *IET Electric Power Applications* in 2012. His research interests include multiphase drives, advanced control of power converters topologies, and quality of electrical power and renewable energy.



Guido Valenzano was born in Asunción, Paraguay. He received his B.S. degree in Electronics Engineering from the Faculty of Engineering, National University of Asunción (UNA), San Lorenzo, Paraguay, in 2013. He is currently enrolled in the M.S. Program in Electrical Engineering of the Centro Federal de Educação Tecnológica Celso Suckow da Fonseca (CEFET/RJ), Rio de Janeiro, Brazil. Since 2012, he has been collaborating with the Laboratory of Power and Control System (LSPyC) of the Engineering Faculty, National University of Asunción. His research interests include nonlinear control and its applications in power electronics and robotics, image processing and computer vision, and design of real-time systems.



Jorge Rodas was born in Asunción, Paraguay in 1984. He received his B.Eng. degree in Electronic Engineering from the Universidad Nacional de Asunción (UNA), Asunción, Paraguay, in 2009. He received his M.Sc. degrees from the University of Vigo, Spain, in 2012 and from the University of Seville (US), Spain, in 2013. In 2011, he joined the Laboratory of Power and Control System (LSPyC), Engineering Faculty of the UNA, where he currently serves as an Associate Professor. He is currently working on his doctoral thesis under a system of joint supervision between the University of Seville and Universidad Nacional de Asunción. He is a recipient of a scholarship from Fundación Carolina, Spain, for his Ph.D. studies. His research interests include modeling and control of multiphase drives and renewable energy conversion systems.



José Rodríguez-Piñeiro was born in Lugo Galicia, Spain, in 1986. He received his B.S. degree in Electrical Engineering (with a specialization in telecommunications) and M.Sc. degree in Signal Processing Applications for Communications from the University of Vigo (Pontevedra, Spain), in 2009 and 2011, respectively. Between 2008 and 2011, he worked at the Signal Processing in Communications Group of the Department of Signal and Communications, University of Vigo (Pontevedra, Spain). Since

October 2011, he has been collaborating with the Group of Electronic Technology and Communications of the Department of Electronics and Systems, University of A Coruña (Spain), where he is currently completing his doctoral thesis. Since 2012, he has been working at the Laboratory of Power and Control System of the Engineering Faculty, National University of Asunción, Paraguay. Since 2014, he has been collaborating with the Telecommunications Institute of the Vienna University of Technology (Vienna, Austria). He is a recipient of an FPU pre-doctoral grant from the Spanish Government. He was also awarded with a pre-doctoral grant by the Galician Government, two research stay grants by the Spanish Government, and another research stay grant by the National Council of Science and Technology of Paraguay. His research tasks are in the field of digital mobile communications, especially for high mobility environments.



Derlis Gregor is a Professor of Distributed Systems in the Engineering Faculty of the National University of Asunción, Paraguay. He received his B.S. degree in Systems Analysis and Computer Engineering from the American University, Asunción, Paraguay, in 2007. He received his M.Sc. and Ph.D. degrees in Electronic, Signal Processing, and Communications from the University of Seville, Spain, in 2009 and 2013, respectively. In 2014, he received an honorable mention during the National Science Award, Paraguay. He is a Level 1 Researcher for the National Council of Science and Technology, Paraguay. He is currently the Head of the Laboratory of Distributed Systems, Engineering Faculty of the National University of Asunción, Paraguay. His research focuses on the application of intelligent transportation systems, interoperability in sensor networks, embedded systems and instrumentation systems, distributed systems applied to renewable energy, and development and management of open source software project for embedded systems.

Chapter 13

Reduced-order Observer Analysis in MBPC Techniques Applied to the Six-phase Induction Motor Drives

Raúl Gregor, Jorge Rodas, Derlis Gregor and Federico Barrero

Additional information is available at the end of the chapter

Abstract

Model-based predictive control techniques have been recently applied with success in power electronics, particularly in the fields of current control applied to AC multiphase electrical drives. In AC electrical drives control, most of state variables (i.e., rotor currents, rotor fluxes, etc.) cannot be measured, so they must be estimated. As a result of this issue, this chapter proposes a comparative study of reduced-order observers used to estimate the rotor currents in an model-based predictive current control applied to the six-phase induction motor. The proposed control techniques are evaluated using the Luenberger observer and the optimal estimator based on Kalman filter. Different operation modes are analyzed and are further compared in terms of statistical parameters of performance (i.e., covariance, standard deviation, mean square error, etc.). The effectiveness of proposed methods is verified by a set of comparative experiments obtained by using a six-phase induction motor system experimental setup.

Keywords: Model-based predictive control (MBPC), Kalman filter (KF), Luenberger observer (LO), Six-phase induction motor (SpIM)

1. Introduction

While the first variable speed drives back to the late 1960s, multiphase drives have only gained the special attention of the research community during the past few years in comparison with the traditional three-phase scheme for various applications - especially in those where high reliability and fault tolerance are needed, as cases of ship propulsion, locomotive traction, electric and hybrid electric vehicles, more-electric aircraft,

and high-power industrial applications - and recently in wind energy applications [1]-[3]. Different types of multiphase machines have been recently developed mainly for high-power applications where the increase of the number of phases enables reduction of power per phase, which leads to a reduction of the power per inverter leg. Often the multiphase machines can be classified according to the phase numbers in 5-phase [4]-[8], 6-phase [9]-[11], 9-phase [13]-[14], 12-phase [15]-[17], and 18-phase [18] and by the spatial distribution of the phases within the stator winding symmetrically or asymmetrically. The six-phase induction motor (SpIM) fed by two sets of voltage source inverters was investigated since 1993. Because of the configuration of induction motor having two sets of balanced windings, with phase shift of 30 electrical degrees, six harmonic torque pulsations produced by two sets of windings, respectively, are antiphase and therefore can be completely eliminated. Nowadays, numerous control strategies such as direct torque control (DTC), model-based predictive control (MBPC), and vector control have been developed for SpIM. The DTC technique has the advantages of low machine parameter dependence and fast dynamic torque response. Moreover, the main advantage of the MBPC technique is it focuses on flexibility to define different control criteria, changing only a cost function, a reason why this control technique has been recently applied to the SpIM [19]. MBPC is a control theory developed at the end of the 1970s but has been recently introduced as a viable alternative in power converters and drives. Various control schemes based on MBPC, including current, flux and torque, speed, and sensorless speed control, have been recently reported. Developed schemes have demonstrated good performance in the current and torque control of conventional drives, at the expense of a high computational burden. It is a more flexible control scheme than DTC, and it also provides faster torque response than the field-oriented control (FOC). The interest in predictive control approach and multiphase drives has grown during the last few years, when the development of modern microelectronics devices has removed the computational barriers in their implementation. However, predictive control techniques have been only proved as a viable alternative to conventional controllers in the current regulation of the multiphase power converter. Predictive torque control (PTC), as a variation of the predictive current control methods, has been recently analyzed as an alternative to classic DTC at a theoretical level [20].

In this work, the predictive model of the SpIM is obtained from the vector space decomposition (VSD) approach using the state-space representation method where the two state variables are the stator and rotor currents. As the rotor currents are not measurable parameters, these must be estimated. This chapter hence focuses in the efficiency analysis of the MBPC techniques using the Luenberger Observer (LO) and the optimal estimator based on Kalman Filter (KF). The chapter provides a background material about model-based predictive current control applied to SpIM and includes experimental results by using an experimental setup based on a digital signal controller (DSC). Finally, the main results are discussed in the conclusion section.

2. The SpIM mathematical model

The asymmetrical SpIM with two sets of three-phase stator windings spatially shifted by 30 electrical degrees and isolated neutral points as seen on Figure 1 (a) is one of the most widely discussed topologies. The asymmetrical SpIM is a continuous system which can be described by a set of differential equations. The model can be simplified by using the VSD theory introduced in [21], [22], [26] which enables to transform the

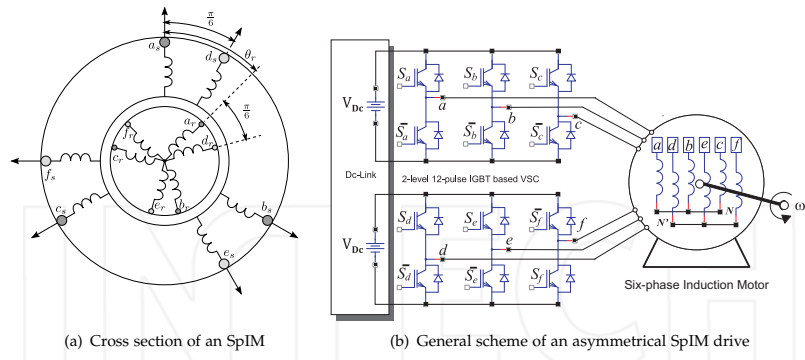


Figure 1. Asymmetrical SpIM feed topology and winding configuration

original six-dimensional space of the motor model into three two-dimensional orthogonal subspaces in stationary reference frames $(\alpha - \beta)$, $(x - y)$, and $(z_1 - z_2)$ by means of a 6×6 transformation matrix using an amplitude-invariant criterion. This matrix, namely, \mathbf{T} , is defined as:

$$\mathbf{T} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

It is worth remarking that, according to the VSD approach, the electromechanical energy conversion variables are mapped in the $(\alpha - \beta)$ subspace, meanwhile the current components in the $(x - y)$ subspace represent supply harmonics of order $6n \pm 1$ ($n = 1, 3, 5, \dots$) and only produce losses. The voltage vectors in the $(z_1 - z_2)$ subspace are zero due to the isolated neutral points configuration [23]. Moreover, the SpIM is supplied by a 2-level 12-pulse IGBT based VSC and a Dc-Link (V_{Dc}), as shown in Figure 1 (b).

The VSC has a discrete nature with a total number of $2^6 = 64$ different switching state vectors defined by six switching functions corresponding to the six inverter legs ($S_a, S_d, S_b, S_e, S_c, S_f$), where $S_{a-f} \in \{0, 1\}$. The different switching state vectors and the V_{Dc} voltage define the phase voltages which can in turn be mapped to the $(\alpha - \beta) - (x - y)$ space according to the VSD approach [24]. To represent the stationary reference frame $(\alpha - \beta)$ in the dynamic reference frame $(d - q)$, a rotation transformation can be used. This transformation matrix, namely, \mathbf{T}_{dq} is represented as:

$$\mathbf{T}_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}, \quad (2)$$

where θ_r is the rotor angular position referred to the stator as shown in Figure 1 (a).

From the VSD approach, the following conclusions should be emphasized:

1. The electromechanical energy conversion variables are mapped to the $(\alpha - \beta)$ subspace. Therefore, the fundamental supply component and the supply harmonics of order $12n \pm 1$ ($n = 1, 2, 3, \dots$) are represented in this subspace.
2. The current components in the $(x - y)$ subspace do not contribute to the air-gap flux and are limited only by the stator resistance and stator leakage inductance. These components represent the supply harmonics of the order $6n \pm 1$ ($n = 1, 3, 5, \dots$) and only produce losses, so consequently they should be controlled to be as small as possible.
3. The voltage vectors in the $(z_1 - z_2)$ are zero due to the separated neutral configuration of the machine.

The VSI with isolated neutrals is depicted in Figure 1 (b), being the gating signal represented by $[S_a, \dots, S_f]$ and their complementary values by $[\bar{S}_a, \dots, \bar{S}_f]$, where $\mathbf{S}_i \in \{0, 1\}$. The discrete nature of the VSI defines the phase voltages which can be mapped in the $(\alpha - \beta) - (x - y)$ according to the VSD approach. Figure 2 shows the active vectors in the $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces, where each switching vector state is identified using the switching function by two octal numbers corresponding to the binary numbers $[S_a S_b S_c]$ and $[S_d S_e S_f]$, respectively. Stator voltages are related to the input control signals through the VSI model. An ideal inverter converts gating signals into stator voltages that can be projected to $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces and gathered in a row vector $\mathbf{U}_{\alpha\beta xys}$ computed as

$$\mathbf{U}_{\alpha\beta xys} = [u_{\alpha s}, u_{\beta s}, u_{xs}, u_{ys}, 0, 0]^T = V_{dc} \mathbf{T} \mathbf{M}, \quad (3)$$

where $(^T)$ indicates the transposed matrix and \mathbf{M} represents the model of the VSI that can be expressed as function to the switching vectors as follows:

$$\mathbf{M} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 2 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 2 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \mathbf{S}^T. \quad (4)$$

As shown in Figure 2, the 64 possible voltage vectors lead to only 49 different vectors in the $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces. Applying the transformation matrix, the mathematical model

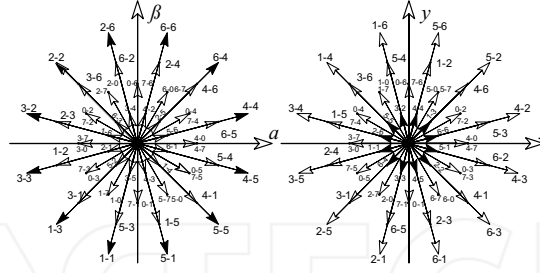


Figure 2. Voltage space vectors and switching states in the $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces for a six-phase asymmetrical VSI

of the SpIM can be written using the state-space (SS) representation as follows:

$$[\mathbf{u}]_{\alpha\beta} = [\mathbf{G}] \frac{d}{dt} [\mathbf{x}]_{\alpha\beta} + [\mathbf{F}] [\mathbf{x}]_{\alpha\beta}, \quad (5)$$

where $[\mathbf{u}]_{\alpha\beta} = [u_{\alpha s} \ u_{\beta s} \ 0 \ 0]^T$ represents the input vector, $[\mathbf{x}]_{\alpha\beta} = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ i_{\alpha r} \ i_{\beta r}]^T$ denotes the state vector, and $[\mathbf{F}]$ and $[\mathbf{G}]$ are matrices that define the dynamics of the drive that for the particular case of the SpIM are represented as follows:

$$[\mathbf{F}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r L_m & R_r & \omega_r L_r \\ -\omega_r L_m & 0 & -\omega_r L_r & R_r \end{bmatrix}, \quad (6)$$

$$[\mathbf{G}] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix}, \quad (7)$$

where R_s and R_r are the stator and rotor resistance, ω_r is the rotor angular speed, and $L_s = L_{ls} + 3 L_m$, $L_r = L_{lr} + 3 L_m$, and L_m are the stator, rotor, and magnetizing inductances, respectively. For a machine with P pairs of poles, the mechanical part of the drive is given by the following equations:

$$T_e = 3 \frac{P}{2} (\psi_{\beta r} i_{\alpha r} - \psi_{\alpha r} i_{\beta r}), \quad (8)$$

$$J_i \frac{d}{dt} \omega_r + B_i \omega_r = \frac{P}{2} (T_e - T_L), \quad (9)$$

where T_L denotes the load torque, J_i the inertia, $\psi_{\alpha\beta r}$ the rotor flux, and B_i the friction coefficient.

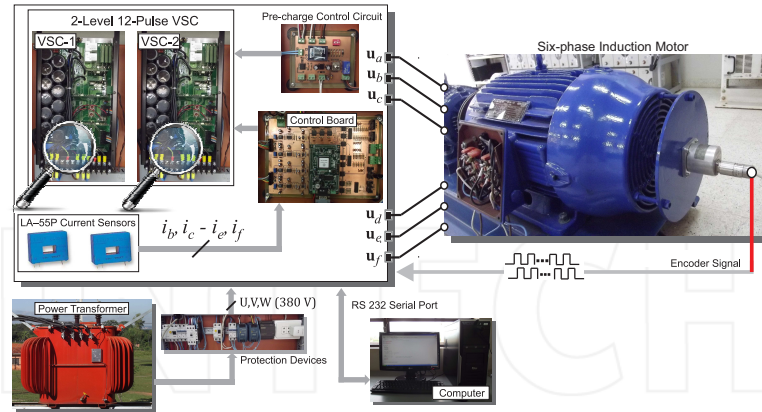


Figure 3. Scheme of the experimental setup

The equations in $(x - y)$ subspace do not link to the rotor side and consequently do not contribute to the air-gap flux; however, they are an important source of Joule losses. Using the SS representation, these equations can be written as:

$$[\mathbf{u}]_{xy} = \begin{bmatrix} L_{ls} & 0 \\ 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} [\mathbf{i}]_{xy} + \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} [\mathbf{i}]_{xy}, \quad (10)$$

where L_{ls} represents the stator leakage inductance.

3. SpIM parameter identification

A commercial three-phase induction machine with three pairs of poles, 72 slots, and 15 kW of rated power has been rewound to obtain an asymmetrical six-phase winding (configured with two isolated neutral points) with the same pairs of poles and power with the original three-phase machine. Conventional test (blocked rotor and no-load tests) procedures have been applied to determine experimentally the electrical and mechanical parameters of the SpIM. The obtained values are shown in Table 1.

Two three-phase VSC modules manufactured by Semikron SKS 35F B6U+E1CIF+B6CI21V series are used to generate the six-phase stator voltages and to obtain the experimental results. A hardware timer based on the LM555 device operating in monostable mode is implemented to control the internal pre-charge circuit of both the SKS 35F modules. The Dc-Link voltage is $V_{Dc} = 585$ V. The implementation of the control system is based on the DSC TMS320LF28335 manufactured by Texas Instruments and the MSK28335 board from Technosoft which has 12 pulse-width modulation (PWM) outputs. The PWM is configured with a 10 kHz of switching frequency. Stator currents are measured by using Hall effect sensors (LA-55P from LEM). The analog-to-digital (A/D) converter peripherals of the MSK28335 board with 16 parallel channels are used to capture all the measured signals. On

Parameter	Six-phase induction motor		
	Symbol	Value	Unit
Stator resistance	R_s	0.62	Ω
Rotor resistance	R_r	0.63	Ω
Stator inductance	L_s	0.2062	H
Rotor inductance	L_r	0.2033	H
Mutual inductance	L_m	0.0666	H
System inertia	J_i	0.27	$\text{kg}\cdot\text{m}^2$
Viscous friction coefficient	B_i	0.012	$\text{kg}\cdot\text{m}^2/\text{s}$
Nominal frequency	f_a	50	Hz
Load torque	T_L	0	$\text{N}\cdot\text{m}$
Pair of poles	P	3	–

Table 1. Electrical and mechanical parameters

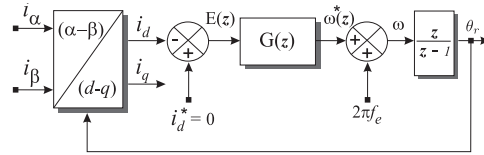
the other hand, the mechanical speed is measured by employing a Hengstler RI 58-O digital incremental encoder with a resolution of 10,000 pulses per revolution and the enhanced quadrature encoder pulse (eQEP) peripheral of the DSC. To preserve the system integrity, input, and output, digital outputs of the control board are galvanically isolated by means of a Texas Instruments ISO7230CDW isolator. Figure 3 shows a picture of the different parts of the experimental test bench. In order to validate the electrical and mechanical parameters, a PLL software implementation is used to calculate the stator current angle (θ). Finally, the angle is used to calculate the stator current in dynamic reference frame ($i_{ds} - i_{qs}$) using the transformation matrix shown in Eq. (2). Statistical parameters of performance (taking as reference the experimental evolution of stator currents in dynamic reference frame) are quantifiable for two different implementations: the SpIM model based on MatLab/Simulink simulation environment and a real SpIM using the experimental setup.

3.1. Digital PLL implementation

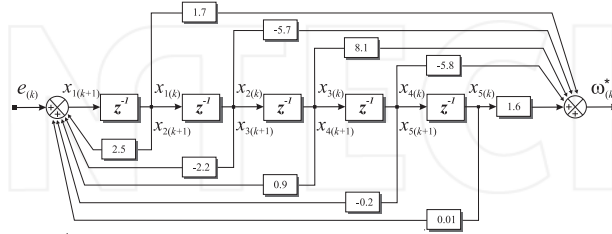
Figure 4 (a) shows that the dynamic performance of the proposed PLL is highly influenced by the compensator $G(z)$. Considering that the reference signal is the stator current in d axis and since the loop gain includes an integral term, θ must track the constant component of the reference signal with zero steady-state error. However, to ensure zero steady-state error, the loop gain must include at least two integrators. Therefore, $G(z)$ must include at least one integral term, that is, one pole at $z = 1$. The other poles and zeros of $G(z)$ are determined mainly by the closed-loop bandwidth requirements of the PLL and stability indices such as phase margin and gain margin, according with the procedure described in [25]. Due to the fact that $G(z)$ is controllable, the transfer function can be expressed into controllable canonical form as follows:

$$\mathbf{x}_{(k+1|k)} = [\mathbf{F}]_{5 \times 5} [\mathbf{x}_{(k|k)}]_{5 \times 1} + [\mathbf{D}]_{5 \times 1} [e_{(k|k)}]_{5 \times 1}, \quad (11)$$

$$\omega_{(k|k)}^* = [\mathbf{C}]_{1 \times 5} [\mathbf{x}_{(k|k)}]_{5 \times 1}, \quad (12)$$



(a) Block diagram of a PLL with special design of the compensator

(b) Representation of $G(z)$ transfer function on controllable canonical form**Figure 4.** PLL software implementation block diagram

where the matrix $[\mathbf{F}]_{5 \times 5}$ and the vectors $[\mathbf{D}]_{5 \times 1}$ and $[\mathbf{C}]_{1 \times 5}$ define the dynamics of the PLL compensator $[G(z)]$, which for the set of state variables shown in Figure 4 (b) are as follows:

$$[\mathbf{F}]_{5 \times 5} = \begin{bmatrix} 2.5 & -2.2 & 0.9 & -0.2 & 0.01 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (13)$$

$$[\mathbf{D}]_{5 \times 1} = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T, \quad (14)$$

$$[\mathbf{C}]_{1 \times 5} = [1.7 \ -5.7 \ 8.1 \ -5.8 \ 1.6]. \quad (15)$$

This state-space realization is called controllable canonical form because the resulting model is guaranteed to be controllable. Since the control enters a chain of integrators, it has the ability to move every state as shown in Figure 4 (b).

The proposed PLL architecture has been implemented by using the TMS320LF28335 DSC, considering floating-point arithmetic and 10 kHz sampling frequency. The PLL algorithm is executed as an interrupt service routine (ISR), which is triggered by one of the general-purpose timer circuits available on chip. The same timer also triggers the acquisition of input signals, simultaneously with the sampling interrupt. As the on-chip A/D converters have a fast conversion rate (approximately 106-ns conversion time), input data are made available at the beginning of the ISR with negligible time delay. The current components in

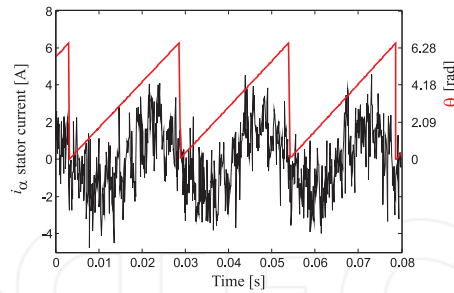


Figure 5. Stator current angle evolution obtained experimentally by using the proposed PLL with special design of the compensator

stationary references frame (α - β) are calculated at each sampling time from the measured phase stator currents (i_{bs} , i_{cs} , i_{ds} , i_{fs}) by using Eq. (1), immediately after performing A/D conversion.

Figure 5 shows the stator current angle evolution obtained experimentally by using the proposed PLL architecture, when the SpIM is fed with electrical frequency voltages (f_e) of 40 Hz. It can be seen that the angle evolves from 0 to 2π during a single period of the stator current wave. It is also possible to observe that the result is satisfactory even when the stator currents in stationary reference frame are distorted due to electrical noise.

3.2. SpIM parameter validation

SpIM electrical and mechanical parameters have been analyzed and validated using the experimental setup as well as a SpIM MatLab/Simulink model where a fourth-order Runge-Kutta numerical integration method has been applied to compute the evolution of the state variables step by step in the time domain. Table 1 shows the electrical and mechanical parameters of the asymmetrical SpIM which have been considered during the simulation. The validation of the measured parameters has been evaluated under no-load conditions.

Figure 6 shows the stator current start-up characteristics when a VSC supplied with 585 V of Dc-Link is considered and when a sinusoidal modulation index of 0.275 and 40 Hz of frequency is applied. Figure 6 (a) shows the i_β current evolution of the SpIM provided by the MatLab/Simulink model. In this case, the VSC, the PWM scheme, and the AC motor are simulated within the MatLab/Simulink model. The stator current evolution is compared with the i_d current obtained using the experimental setup in order to verify the analogy between the MatLab/Simulink model simulation results and the experimental results especially with respect to the time constants associated with the SpIM (start-up current, speed, steady-state current, etc.). It can be seen that the time constant converges to the value obtained experimentally both in transient and steady-state conditions where it is possible to quantify a steady-state current of approximately 2 A. Moreover, Figure 6 (b) shows the results obtained experimentally. These results have been compared with the i_d current obtained experimentally. It can be seen that the start-up current evolution converges to a common value for the MatLab/Simulink-based simulations as well as for the experimental

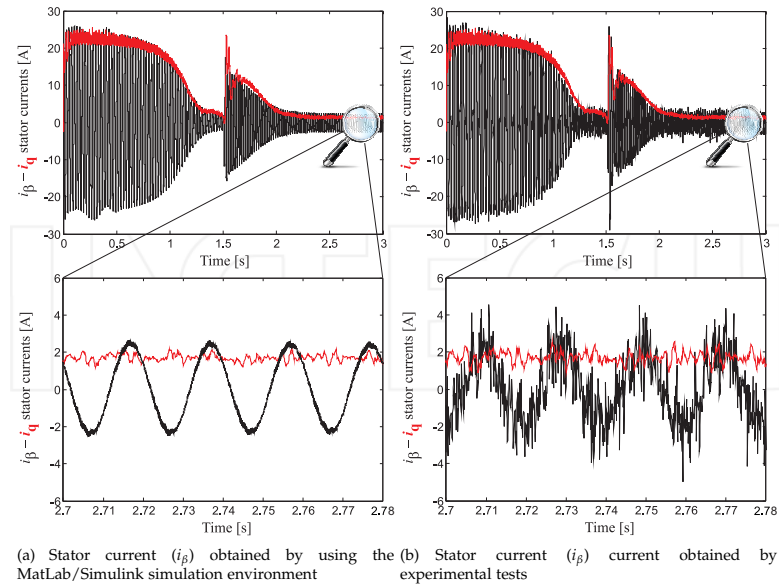


Figure 6. Stator current start-up characteristics

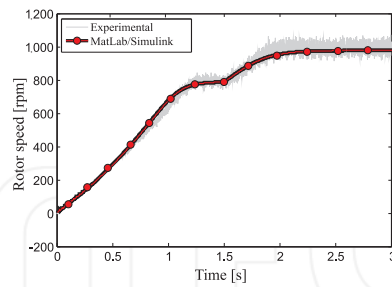


Figure 7. Transient rotor speed evolution

setup, with a start-up transient of approximately 1.15 s. After 1.5 s, the reference frequency is changed from 40 to 50 Hz, while the modulation index is kept constant at 0.275.

Statistical performance parameters such as the covariance, the standard deviation (SD), and the mean square error (MSE) are used in order to evaluate the accuracy of the parameters, taking as reference the results obtained through simulations, as well as those obtained by means of experimental tests. The envelope of the fundamental frequency component of the

PARAMETER	Statistical parameters of performance		
	COVARIANCE	SD	MSE
MatLab/Simulink	1.60×10^{-26}	1.025	1.064
Experimental	5.23×10^{-26}	1.004	1.030

Table 2. Performance analysis.

stator currents in stationary reference frame can be calculated using the Hilbert transform (HT) method. This envelope detection method involves creating the analytic signal of the stator current using the HT. An analytic signal is a complex signal, where the real part ($i_{\alpha s}$) is considered the original signal and the imaginary part ($j i_{\beta s}$) is the HT of the original signal. A discrete-time analytic signal ($h(k)$) can be defined as follows:

$$h(k) = i_{\alpha s}(k) + j i_{\beta s}(k), \quad (16)$$

while the envelope of the signal can be determined by computing the modulus of the analytic signal from the following equation:

$$|h(k)| = \sqrt{\left[\sum_{i=0}^n i_{\alpha s}(k) \right]^2 + \left[\sum_{i=0}^n i_{\beta s}(k) \right]^2}. \quad (17)$$

Using the above equation, it is possible to determine the envelope evolution of the stator current, which is used to evaluate those aforementioned statistical performance parameters. This analysis enables to determine the degree of dispersion of the envelope (of the stator current) with respect to the value obtained experimentally through the PLL software implementation (which is shown in red color in Figure 6). The statistic relationship between the curves (i_{qs} and stator current envelope) and the MSE has been analyzed under steady-state conditions. Table 2 details the obtained results for the two different SpIM implementation methods considered in Figure 6. Notice that the obtained performance results are similar for both cases (MatLab/Simulink model and experimental). Moreover, Figure 7 shows the rotor speed evolution for the two cases analyzed before. It can be seen that the results provided by the MatLab/Simulink model in steady state converge to the values obtained experimentally using a motor having three pairs of poles and 50 Hz of nominal frequency (close to 1,000 rpm).

Further analysis has been done to validate the parameters under different test conditions. For example, a change in the modulation index from 0.275 to 0.481 was considered at $t = 1.5$ s, while a constant voltage frequency of 40 Hz was considered. Figure 8 (a) shows the trajectory of the $i_{\alpha s}$ vs. $i_{\beta s}$ as well as ($i_{ds} - i_{qs}$) current evolution considering at least four current periods in steady-state operation, where it is also possible to observe the effect of the change of the modulation index in the reference voltages. Figure 8 (a) shows the results obtained using the MatLab/Simulink model, and Figure 8 (b) shows the experimental results. As in the previous case, it can be seen that the simulated current converges to values equivalent to those obtained experimentally and exhibiting similar dynamic behavior. Finally, Figure 8 (c)

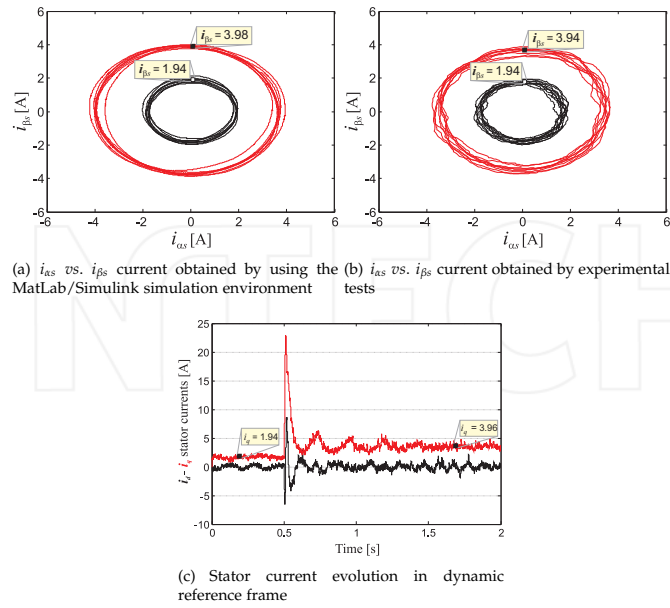


Figure 8. Dynamic reference frame characteristics

shows the stator current evolution in the dynamic reference frame ($d-q$) obtained by means of Eq. (2) using the angle values calculated by the PLL software implementation. It can be seen that the steady-state current values converge to those values shown in **Figure 8 (a)** and **Figure 8 (b)** before and after applying the change in the modulation index from 0.275 to 0.481, being these values close to 2 and 4 A, respectively. These results validate the SpIM electrical and mechanical parameters shown in Table 1.

4. Predictive model

Assuming the mathematical model expressed by Eq. (5) and using the state variables defined by the vector $[x]_{\alpha\beta}$, the derivative of states can be defined as follows:

$$\begin{aligned}
 \dot{x}_1 &= c_3 (R_r x_3 + \omega_r x_4 L_r + \omega_r x_2 L_m) + c_2 (u_{as} - R_s x_1), \\
 \dot{x}_2 &= c_3 (R_r x_4 - \omega_r x_3 L_r - \omega_r x_1 L_m) + c_2 (u_{\beta s} - R_s x_2), \\
 \dot{x}_3 &= c_4 (-R_r x_3 - \omega_r x_4 L_r - \omega_r x_2 L_m) + c_3 (-u_{as} + R_s x_1), \\
 \dot{x}_4 &= c_4 (-R_r x_4 + \omega_r x_3 L_r + \omega_r x_1 L_m) + c_3 (-u_{\beta s} + R_s x_2),
 \end{aligned} \tag{18}$$

where c_i ($i = 1, 2, 3, 4$) are constants defined as:

$$c_1 = L_s L_r - L_m^2, \quad c_2 = \frac{L_r}{c_1}, \quad c_3 = \frac{L_m}{c_1}, \quad c_4 = \frac{L_s}{c_1}. \quad (19)$$

This set of differential equations can be represented in the state-space form as follows:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}}(t) &= f(\mathbf{X}(t), \mathbf{U}(t)), \\ \mathbf{Y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{X}(t), \end{aligned} \quad (20)$$

with state vector $\mathbf{X}(t) = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T$, input vector $\mathbf{U}(t) = [u_{as}, u_{\beta s}]^T$, and output vector $\mathbf{Y}(t) = [x_1, x_2]^T$. The components of the vectorial function f and matrix \mathbf{C} are obtained in a straightforward manner from Eq. (18) and the definitions of state and output vector.

The continuous time model represented by Eq. (20) can be discretized in order to be used for the predictive controller using the forward difference approximation method of the first derived, also known as the forward Euler method. Thus, a prediction of the future next-sample state $\hat{\mathbf{X}}(k+1|k)$ is expressed as:

$$\hat{\mathbf{X}}(k+1|k) = \mathbf{X}(k) + T_m f(\mathbf{X}(k), \mathbf{U}(k)), \quad (21)$$

where (k) is the current sample and T_m the sampling time. In Eq. (21), currents and voltages of the stator and the mechanical speed are measurable variables; however, the rotor currents cannot be measured directly. This difficulty can be overcome by means of estimating the rotor current using the reduced-order estimator concept. Figure 9 shows the proposed predictive current control technique for the asymmetrical SpIM.

4.1. The Estimator Based on the State Variables (SV)

The state variables evolution in discrete time can be represented using the following equations:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{X}}_a(k+1) \\ \hat{\mathbf{X}}_b(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{A}}_{11} & \bar{\mathbf{A}}_{12} \\ \bar{\mathbf{A}}_{21} & \bar{\mathbf{A}}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_a(k) \\ \mathbf{X}_b(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{B}}_1 \\ \bar{\mathbf{B}}_2 \end{bmatrix} \mathbf{U}_{\alpha\beta s}, \\ \mathbf{Y}(k) &= [\bar{\mathbf{I}} \quad \mathbf{0}] \begin{bmatrix} \mathbf{X}_a(k) \\ \mathbf{X}_b(k) \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (22)$$

where $\mathbf{X}_a = [i_{as}(k) \ i_{\beta s}(k)]^T$ is the vector directly measured which is \mathbf{Y} , $\mathbf{X}_b = [i_{ar}(k) \ i_{\beta r}(k)]^T$ is the remaining portion to be estimated, $\bar{\mathbf{I}}$ represents the identity matrix, and $\bar{\mathbf{A}}$ and $\bar{\mathbf{B}}$ are matrices whose components are obtained in the following equations:

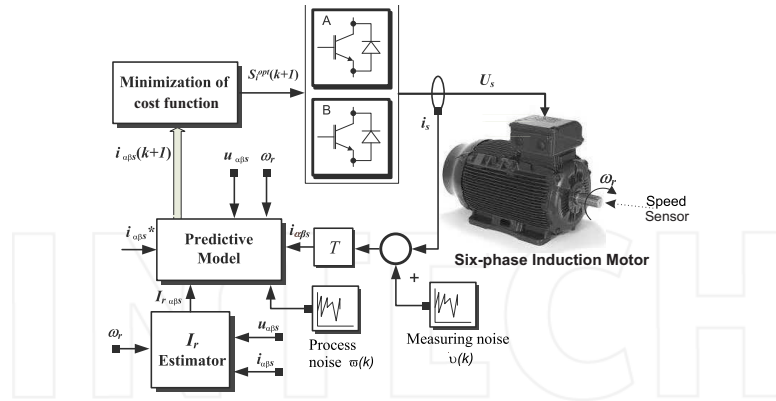


Figure 9. Proposed predictive current control technique for the asymmetrical SpIM

$$\bar{\mathbf{A}} = \begin{bmatrix} (1 - T_m c_2 R_s) & T_m c_3 L_m \omega_r & \vdots & T_m c_3 R_r & T_m c_3 L_r \omega_r \\ -T_m c_3 L_m \omega_r & (1 - T_m c_2 R_s) & \vdots & -T_m c_3 L_r \omega_r & T_m c_3 R_r \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ T_m c_3 R_s & -T_m c_4 L_m \omega_r & \vdots & (1 - T_m c_4 R_r) & -T_m c_4 L_r \omega_r \\ T_m c_4 L_m \omega_r & T_m c_3 R_s & \vdots & T_m c_4 L_r \omega_r & (1 - T_m c_4 R_r) \end{bmatrix}, \quad (23)$$

$$\bar{\mathbf{B}} = \begin{bmatrix} T_m c_2 & 0 \\ 0 & T_m c_2 \\ \dots & \dots \\ -T_m c_3 & 0 \\ 0 & -T_m c_3 \end{bmatrix}.$$

The prediction of the stator currents can be calculated as follows:

$$\hat{i}_{\alpha s}(k+1|k) = (1 - T_m c_2 R_s) i_{\alpha s}(k) + T_m c_3 L_m \omega_r(k) i_{\beta s}(k) + T_m c_2 u_{\alpha s}(k) + T_m c_3 \xi_{\alpha s}(k), \quad (24)$$

where $\xi_{\alpha s}(k) = (R_r i_{\alpha r}(k) + L_r \omega_r(k) i_{\beta r}(k))$.

On the other hand, the quadrature current can be written as follows:

$$\hat{i}_{\beta s}(k+1|k) = -T_m c_3 L_m \omega_r(k) i_{\alpha s}(k) + (1 - T_m c_2 R_s) i_{\beta s}(k) + T_m c_2 u_{\beta s}(k) + T_m c_3 \xi_{\beta s}(k), \quad (25)$$

where $\xi_{\beta s}(k) = (R_r i_{\beta r}(k) + L_r \omega_r(k) i_{\alpha r}(k))$.

It can be seen from the above equations that the prediction of the stator currents has a measurable ($m(k) = [m_\alpha(k), m_\beta(k)]$) and unmeasured ($e(k) = [e_\alpha(k), e_\beta(k)]$) parts. Assuming this, the prediction equations can be rewritten as follows:

$$\hat{i}_{\alpha s}(k+1|k) = m_\alpha(k) + e_\alpha(k), \quad (26)$$

$$\hat{i}_{\beta s}(k+1|k) = m_\beta(k) + e_\beta(k), \quad (27)$$

where

$$m_\alpha(k) = (1 - T_m c_2 R_s) i_{\alpha s}(k) + T_m c_3 L_m \omega_r(k) i_{\beta s}(k) + T_m c_2 u_{\alpha s}(k), \quad (28)$$

$$m_\beta(k) = -T_m c_3 L_m \omega_r(k) i_{\alpha s}(k) + (1 - T_m c_2 R_s) i_{\beta s}(k) + T_m c_2 u_{\beta s}(k), \quad (29)$$

$$e_\alpha(k) = T_m c_3 \xi_{\alpha s}(k), \quad (30)$$

$$e_\beta(k) = T_m c_3 \xi_{\beta s}(k). \quad (31)$$

Analyzing Eqs. (26) and (27), which establish a prediction of the stator currents in the $(\alpha - \beta)$ subspace for a $(k+1)$ sampling time using the measurements of the (k) sampling time, it can be noted that the term $m(k)$ contains measurable variables, such as stator currents, rotor speed, and the stator voltages, while the term $e(k)$ contains unmeasurable variables of the asymmetrical SpIM, for this particular case are the rotor currents in the $(\alpha - \beta)$ subspace. Consequently, to solve the equations, it is necessary to obtain an estimate of the value of $\hat{e}(k|k)$, since the rotor currents are not measurable states of the system. This can be solved using the following equations:

$$\hat{e}_\alpha(k|k) = \hat{e}_\alpha(k-1) = i_{\alpha s}(k) - m_\alpha(k-1), \quad (32)$$

$$\hat{e}_\beta(k|k) = \hat{e}_\beta(k-1) = i_{\beta s}(k) - m_\beta(k-1). \quad (33)$$

Considering null initial conditions $\hat{e}_\alpha(0) = 0$ and $\hat{e}_\beta(0) = 0$, the estimated portion that represented the rotor currents can be calculated from a recursive formula given by:

$$\hat{e}_\alpha(k|k) = \hat{e}_\alpha(k-1) + (i_{\alpha s}(k) - \hat{i}_{\alpha s}(k-1)), \quad (34)$$

$$\hat{e}_\beta(k|k) = \hat{e}_\beta(k-1) + (i_{\beta s}(k) - \hat{i}_{\beta s}(k-1)). \quad (35)$$

4.2. The estimator based on a Luenberger Observer

The dynamics of the unmeasured part of the state vector defined by Eq. (22) is described as:

$$\mathbf{X}_b(k+1) = \bar{\mathbf{A}}_{22}\mathbf{X}_b(k) + \bar{\mathbf{A}}_{21}\mathbf{X}_a(k) + \bar{\mathbf{B}}_2\mathbf{U}_{\alpha\beta s}, \quad (36)$$

where the last two terms are known and can be considered as an input for the \mathbf{X}_b dynamics. The \mathbf{X}_a part may be expressed as:

$$\mathbf{X}_a(k+1) - \bar{\mathbf{A}}_{11}\mathbf{X}_a(k) - \bar{\mathbf{B}}_1\mathbf{U}_{\alpha\beta s} = \bar{\mathbf{A}}_{12}\mathbf{X}_b(k). \quad (37)$$

Note that Eq. (37) represents a relationship between a measured quantity on the left and the unknown state vector on the right. Assuming this, Eq. (36) can be rewritten as follows:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}_b(k+1) &= (\bar{\mathbf{A}}_{22} - \mathbf{K}_l\bar{\mathbf{A}}_{12})\hat{\mathbf{X}}_b(k) + \mathbf{K}_l\mathbf{Y}(k+1) + \\ &(\bar{\mathbf{A}}_{21} - \mathbf{K}_l\bar{\mathbf{A}}_{11})\mathbf{Y}(k) + (\bar{\mathbf{B}}_2 - \mathbf{K}_l\bar{\mathbf{B}}_1)\mathbf{U}_{\alpha\beta s}(k), \end{aligned} \quad (38)$$

where \mathbf{K}_l is the Luenberger gain matrix. Therefore, Eqs. (37) and (38) describe the dynamics of the reduced-order estimators for Luenberger observer [27].

4.3. The Estimator Based on a Kalman Filter

Considering uncorrelated process and measurement of Gaussian noises, Eq. (22) can be also written as follows:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}(k+1|k) &= \bar{\mathbf{A}}\mathbf{X}(k) + \bar{\mathbf{B}}\mathbf{U}(k) + \mathbf{H}\omega(k), \\ \mathbf{Y}(k) &= \mathbf{C}\mathbf{X}(k) + \nu(k), \end{aligned} \quad (39)$$

where \mathbf{H} is the noise weight matrix, $\omega(k)$ is the noise matrix of the system model (process noise), and $\nu(k)$ is the matrix noise of measurement. The covariance matrices R_ω and R_ν of these noises are defined as:

$$\begin{aligned} R_\omega &= cov(\omega) = E\{\omega \cdot \omega^T\}, \\ R_\nu &= cov(\nu) = E\{\nu \cdot \nu^T\}, \end{aligned} \quad (40)$$

where $E\{\cdot\}$ denotes the expected value. Thus, the dynamics of the reduced-order estimator equations are:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}_b(k+1|k) &= (\bar{\mathbf{A}}_{22} - \mathbf{K}_k\bar{\mathbf{A}}_{12})\hat{\mathbf{X}}_b(k) + \mathbf{K}_k\mathbf{Y}(k+1) + \\ &(\bar{\mathbf{A}}_{21} - \mathbf{K}_k\bar{\mathbf{A}}_{11})\mathbf{Y}(k) + (\bar{\mathbf{B}}_2 - \mathbf{K}_k\bar{\mathbf{B}}_1)\mathbf{U}_{\alpha\beta s}(k), \end{aligned} \quad (41)$$

where \mathbf{K}_k represents the KF gain matrix that is calculated at each sampling time in a recursive manner from the covariance of the noises as:

$$\mathbf{K}_k(k) = \mathbf{\Gamma}(k) \cdot \mathbf{C}^T R_v^{-1}, \quad (42)$$

where $\mathbf{\Gamma}$ is the covariance of the new estimation, as a function of the old covariance estimation (φ) as follows:

$$\mathbf{\Gamma}(k) = \varphi(k) - \varphi(k) \cdot \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \cdot \varphi(k) \cdot \mathbf{C}^T + R_v)^{-1} \cdot \mathbf{C} \cdot \varphi(k). \quad (43)$$

From the state equation, which includes the process noise, it is possible to obtain a correction of the covariance of the estimated state as:

$$\varphi(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{\Gamma}(k) \cdot \mathbf{A}^T + \mathbf{H}R_\omega \cdot \mathbf{H}^T; \quad (44)$$

this completes the required relations for the optimal state estimation. Thus, \mathbf{K}_k provides the minimum estimation errors, given a knowledge of the process noise magnitude (R_ω), the measurement noise magnitude (R_v), and the covariance initial condition ($\varphi(0)$) [28].

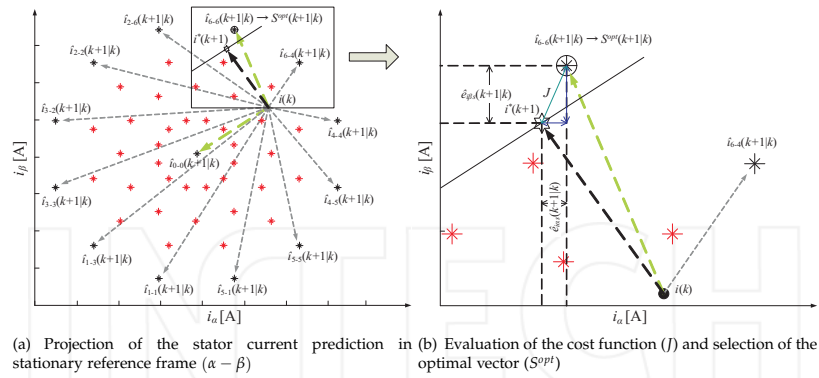
4.4. Cost function

The cost function should include all aspects to be optimized. In the current predictive control applied to the asymmetrical six-phase induction motor, the most important features to be optimized are the tracking errors of the stator currents in the $(\alpha - \beta)$ subspace for a next sampling time, since these variables are related to the electromechanical conversion. To minimize the prediction errors at each sampling time k , it is enough to utilize a simple term as:

$$J = \|\hat{e}_{ias}(k+1|k)\|^2 + \|\hat{e}_{i\beta s}(k+1|k)\|^2 \leftrightarrow \begin{cases} \hat{e}_{ias}(k+1|k) = i_{as}^*(k+1) - \hat{i}_{as}(k+1|k), \\ \hat{e}_{i\beta s}(k+1|k) = i_{\beta s}^*(k+1) - \hat{i}_{\beta s}(k+1|k), \end{cases} \quad (45)$$

where $\|\cdot\|$ denotes the vector modulus, i_s^* is a vector containing the reference for the stator currents, and $\hat{i}_s(k+1|k)$ is the prediction of the stator currents calculated from measured and estimated states and the voltage vector $U_{\alpha\beta s}(k)$. Figure 10 (a) shows all projections of the stator current predictions calculated from the prediction model. The current control selects the control vector that minimizes the cost function at each sampling time. Figure 10 (b) shows the selection of the optimal vector based on a minimization of prediction errors.

More complicated cost functions can be devised, for instance, to minimize harmonic content, VSI switching losses, torque and flux, and/or active and reactive power. Also, in multiphase drives, stator current can be decomposed in subspaces in different ways. An appropriate decomposition allows to put more emphasis on harmonic reduction as will be shown in the case study for a six-phase motor drive [29,30]. The most relevant cost functions are shown in Table 3. The superscript (*) denotes the reference value, and the terms involved in each cost function are detailed in Table 4.

Figure 10. Minimization of tracking error in stator currents in stationary reference frame ($\alpha - \beta$)

Controlled variables	Cost functions (J)
Currents (α - β) and harmonic ($x - y$)	$ i_{\alpha}^* - i_{\alpha} + i_{\beta}^* - i_{\beta} ^2 + \lambda i_x^* - i_x + i_y^* - i_y $
Active and reactive power	$ Q_{in} + P_{in}^* - P_{in} $
Torque and flux	$ T_e^* - T_e + \lambda \psi_s^* - \psi_s $
Currents (α - β) and voltage balance	$ i_{\alpha}^* - i_{\alpha} + i_{\beta}^* - i_{\beta} + \lambda V_{c1} - V_{c2} $
Currents (α - β) and VSI switching losses	$ i_{\alpha}^* - i_{\alpha} + i_{\beta}^* - i_{\beta} + \lambda N_s$

Table 3. Possible cost functions in function to the controlled variables

Variable	description
i_{α}	Measured α current
i_{β}	Measured β current
i_x	Measured x current
i_y	Measured y current
Q_{in}	Reactive power
P_{in}	Active power
T_e	Torque
ψ_s	Flux of the stator
λ	Weighting factor
V_{c1}, V_{c2}	Voltages on each capacitor (VSI balanced)
N_s	Number of switches

Table 4. Description of the terms involved in each cost function of Table 3

4.5. Optimizer

The optimization is done by exhaustive search over all possible realizations of the control actions. However, for electrical machines, some combinations of gating signals produce the same stator voltages, as shown in Figure 2. This means that, for prediction purposes, they are equivalent. This reduces the effective number of gating combinations to $\varepsilon = 2^{\phi} - r$, r

being the number of redundant configurations and ϕ the phase numbers of the machine. For the particular case of the SpIM, assuming the previous consideration, the search space for the optimal solution are 49 different vectors (48 active and 1 null). For a generic multiphase machine, the optimization algorithm produces the optimum gating signal combination (S^{opt}) using the estimator based on the state variables as follows:

Algorithm 1 Optimization algorithm for state variable method

```

 $J_o := \infty, i := 1.$ 
while  $i \leq \varepsilon$  do
   $S_i \leftarrow S_{i,j} \forall j = 1, \dots, \phi.$ 
  comment: Compute stator voltages. Eq. (3).
  comment: Compute the prediction of the states. Eq. (22).
  comment: Compute the cost function. Eq. (45).
  if  $J < J_o$  then
     $J_o \leftarrow J, S^{opt} \leftarrow S_i.$ 
  end if
   $i := i + 1.$ 
end while

```

Algorithms 2 and 3 show the pseudocode for the particular case of the proposed estimation methods, the Luenberger observer and Kalman filter, respectively.

Algorithm 2 Proposed algorithm for Luenberger observer method

```

comment: Optimization algorithm.
 $J_o := \infty, i := 1$ 
while  $i \leq \varepsilon$  do
   $S_i \leftarrow S_{i,j} \forall j = 1, \dots, \phi$ 
  Compute stator voltages. Eq. (3).
  Compute the prediction of the measurement states. Eqs. (36)-(37) assuming null initial conditions  $X_b(0) = 0.$ 
  Compute the cost function. Eq. (45).
  if  $J < J_o$  then
     $J_o \leftarrow J, S^{opt} \leftarrow S_i$ 
  end if
   $i := i + 1$ 
end while
Compute the prediction for  $\hat{X}_b(k+1)$  by using Eq. (38).

```

5. Simulation results and discussion

A MatLab/Simulink simulation environment has been designed to analyze the efficiency of the proposed reduced-order observer applied to the model-based predictive current control of the SpIM considering the electrical and mechanical parameters that are shown in Table 1. Numerical integration using fourth-order Runge-Kutta algorithm has been applied to compute the evolution of the state variables step by step in the time domain. A detailed block diagram of the proposed predictive current control technique is provided in Figure 9.

Algorithm 3 Proposed algorithm for Kalman Filter method

```

Compute the covariance matrix. Eq. (43).
Compute the Kalman Filter gain matrix. Eq. (42).
comment: Optimization algorithm.
 $J_0 := \infty, i := 1$ 
while  $i \leq \varepsilon$  do
   $S_i \leftarrow S_{i,j} \forall j = 1, \dots, f$ 
  Compute stator voltages. Eq. (3).
  Compute the prediction of the measurement state. Eq. (39).
  Compute the cost function. Eq. (45).
  if  $J < J_0$  then
     $J_0 \leftarrow J, S^{opt} \leftarrow S_i$ 
  end if
   $i := i + 1$ 
end while
Compute the correction for the covariance matrix. Eq. (44).

```

The reduced-order observer efficiency has been analyzed by performing parametric simulations considering a 10 kHz of sampling frequency and non-ideal conditions assuming that the control system has measurement (R_v) and process (R_w) noises. Figure 11 (a) (top) shows the obtained parametric simulation results for the particular case of the estimator based on the SV technique when are considered a constant frequency reference of 50 Hz with 15 A of reference current in stationary reference frame (i_{as}) and different levels of measurement and process noises (from 0 to 0.16) under varying load torque conditions (from 0 to 20 N·m). It can be seen in this figure the evolution of the MSE (measured between the reference and simulated currents) when the load torque and the measurement and process noises simultaneously increase. This behavior is associated with uncertainties in the estimation of the stator current due to the method based on the state variables. It can be observed that the MSE increases in direct proportion under varying load torque conditions (from 0.25 to 0.65 A). Figure 11 (a) (middle) shows the stator current tracking characteristic, where the following parameters are considered: $R_v = R_w = 0.08$ and $T_L = 10$ N·m. The references and simulated and prediction currents are represented in red, black, and green colors, respectively. According to Table 5, under these operating conditions, the performance of the MBPC based on the SV method in terms of $MSE_{i_{as}}$ and $THDi_{as}$ can be quantified in 0.69 A and 6 %, respectively. On the other hand, Figure 11 (a) (bottom) shows the rotor current evolution, calculated according to the SV methods under the same conditions described above.

Moreover, Figure 11 (b) (top) and Figure 11 (c) (top) show the parametric simulation of the MBPC technique for cases based on the LO and KF estimators, respectively. It can be noted in these graphs that the proposed MBPC methods based on the LO and KF estimators introduce improvements quantified with respect to the MSE, mainly when these control algorithms are compared with the MBPC method based on state variables. It can be concluded from these graphs that the MBPC based on the LO and KF estimators exhibits low sensitivity (in terms of MSE) to change of the load torque, and the performance is related with the measurement and process noise levels. Under the same test conditions considered above, the MSE measured between the reference and simulated currents in alpha axis are 0.47 A and 0.48 A for

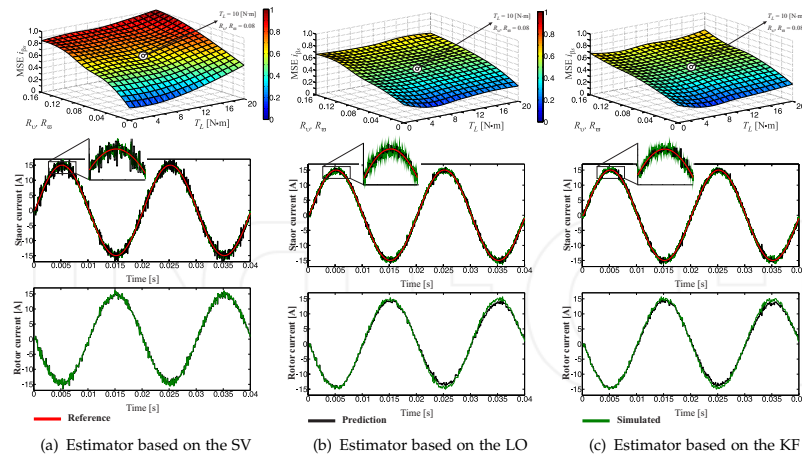


Figure 11. Performance analysis considering a 15 A and 50 Hz of reference current

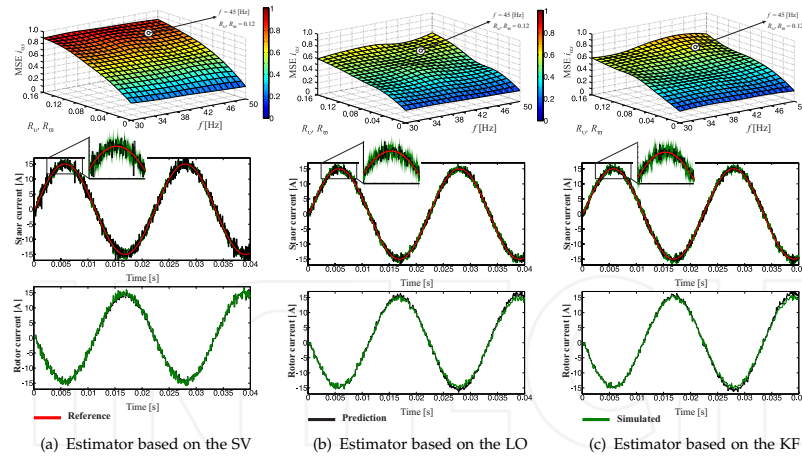
Figure 12. Performance analysis considering a 15 A of reference current and $T_L = 0$

Figure 11 (b) (middle) and Figure 11 (c) (middle), respectively. Figure 11 (b) (bottom) and Figure 11 (c) (bottom) show the rotor current estimated, for the cases based on the LO and KF estimators, respectively.

The performance of the MBPC based on reduced-order estimators has been evaluated considering a 15 A of reference current with no-load condition and different levels of measurement and process noises (from 0 to 0.16) under varying reference frequencies (from 30 to 50 Hz). Figure 12 (top) shows the performance analysis in terms of MSE, where it is possible to observe from the parametric simulation that the three control methods evaluated has low sensitivity to the frequency variation when are considered no-load conditions. It can be seen that the efficiency strongly depends on the measurement and process noise levels, as in the previous case. Figure 12 (middle) shows the stator current tracking characteristic, where the following parameters are considered: $R_v = R_w = 0.12$ and 45 Hz of reference frequency. Finally, Figure 12 (bottom) shows the rotor current estimated, for the case of study.

	Figure 11 analysis			
	$MSEi_{\alpha s}$	$MSEi_{\beta s}$	$THDi_{\alpha s}$	$THDi_{\beta s}$
State variables	0.6965	0.6571	6.00%	6.06%
Luenberger observer	0.4799	0.4971	4.39%	4.62%
Kalman filter	0.4802	0.5084	4.29%	4.37%
	Figure 12 analysis			
	$MSEi_{\alpha s}$	$MSEi_{\beta s}$	$THDi_{\alpha s}$	$THDi_{\beta s}$
State variables	0.7798	0.7702	7.44%	7.17%
Luenberger observer	0.5622	0.5951	5.13%	5.18%
Kalman filter	0.5897	0.5208	5.10%	5.20%

Table 5. Performance analysis

A similar analysis was performed for the case of beta current component, obtaining similar results as shown in Table 5. These simulation results substantiate the expected performance of the proposed algorithms based on reduced-order observers.

6. Conclusion

In this chapter, an efficiency analysis of two reduced-order observers for rotor current estimator applied to the model-based predictive current control of the SpIM has been presented. The electrical and mechanical parameters of the SpIM have been measured and validated experimentally using an experimental setup. Real 15 kW SpIM parameters have been used to perform simulations using a MatLab/Simulink simulation environment. The simulation results obtained by different operation points under no-load and full-load conditions as well as different measurement and process noises have shown an increase in the efficiency of the proposed current control methods (based on the Kalman filter and Luenberger observer) measured with respect to the mean squared error of the stator currents in stationary reference frame, especially when they are compared with the control method based on state variables. Furthermore, the optimal estimator based on the Kalman filter achieves better performance than the Luenberger observer in terms of THD, mainly because it takes into account the effects of the noises in the control structure, recalculating the state feedback matrix at each sampling time recursively given the covariance of the new estimation

as a function of the old covariance estimation. These results show that the experimental implementation of these control techniques are feasible and can be applied to the SpIM to increase the efficiency of the MBPC technique.

Acknowledgment

The authors would like to thank the Paraguayan Government for the economical support they provided by means of a CONACYT grant project 14-INV-101 – Desarrollo y análisis de eficiencia de nuevos algoritmos de control enfocados al generador hexafásico en aplicaciones de energía eólica. In addition, they wish to express their gratitude to the reviewers for their helpful comments and suggestions.

Author details

Raúl Gregor^{1*}, Jorge Rodas¹, Derlis Gregor² and Federico Barrero³

*Address all correspondence to: gregor.raul@gmail.com

1 Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asuncion, Department of Power and Control Systems, Asuncion, Paraguay

2 Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asuncion, Department of Computer Science, Asuncion, Paraguay

3 Escuela Superior de Ingenieros, Universidad de Sevilla, Department of Electronic Engineering, Sevilla, España

References

- [1] E. Levi, "Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, 2008.
- [2] H. Guzman, M.J. Duran, F. Barrero, B. Bogado, and S. Toral, "Speed Control of Five-Phase Induction Motors With Integrated Open-Phase Fault Operation Using Model-Based Predictive Current Control Techniques", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 9, pp. 4474–4484, 2014.
- [3] H.S. Che, M.J. Duran, E. Levi, M. Jones, W.P. Hew, and N.A. Rahim, "Postfault Operation of an Asymmetrical Six-Phase Induction Machine With Single and Two Isolated Neutral Points", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 10, pp. 5406–5416, 2014.
- [4] M. Salehifar, R. Salehi Arashloo, M. Moreno-Eguilaz, V. Sala, and L. Romeral, "Observer-Based Open Transistor Fault Diagnosis and Fault-Tolerant Control of Five-Phase Permanent Magnet Motor Drive for Application in Electric Vehicles", *Power Electronics, IET*, vol. 8, no. 1, pp. 76–87, 2015.

- [5] Y. Zhao, H. Wang, and L. Xiao, "Investigation of Fault-Tolerant Capability of Five-Phase Doubly Salient Electromagnetic Generator", *Electric Power Applications, IET*, vol. 9, no. 1, pp. 80–93, 2015.
- [6] A. Mohammadpour, and L. Parsa, "Global Fault-Tolerant Control Technique for Multiphase Permanent-Magnet Machines", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 51, no. 1, pp. 178–186, Jan.–Feb. 2015.
- [7] A.S. Abdel-Khalik, S. Ahmed, A.A. Elserougi, and A.M. Massoud, "Effect of Stator Winding Connection of Five-Phase Induction Machines on Torque Ripples Under Open Line Condition", *Mechatronics, IEEE/ASME Transactions on*, vol. 20, no. 2, pp. 580–593, Apr. 2015.
- [8] H. Guzman, F. Barrero, and M.J. Duran, "IGBT-Gating Failure Effect on a Fault-Tolerant Predictive Current-Controlled Five-Phase Induction Motor Drive", *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 62, no. 1, pp. 15–20, Jan. 2015.
- [9] S.M.J. Rastegar Fatemi, N.R. Abjadi, J. Soltani, and S. Abazari, "Speed sensorless control of a six-phase induction motor drive using backstepping control", *Power Electronics, IET*, vol. 7, no. 1, pp. 114–123, Jan. 2014.
- [10] H. Yashan, Z. Zi-Qiang, and L. Kan, "Current Control for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Accounting for Current Unbalance and Harmonics", *Emerging and Selected Topics in Power Electronics, IEEE Journal of*, vol. 2, no. 2, pp. 272–284, Jun. 2014.
- [11] H.S. Che, E. Levi, M. Jones, H. Wooi-Ping, and N.A. Rahim, "Current Control Methods for an Asymmetrical Six-Phase Induction Motor Drive", *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 29, no. 1, pp. 407–417, Jan. 2014.
- [12] L. Feng, H. Wei, C. Ming, and Z. Gan, "Analysis of Fault Tolerant Control for a Nine-Phase Flux-Switching Permanent Magnet Machine", *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 11, pp. 1–4, Nov. 2014.
- [13] E. Jung, Y. Hyunjae, S. Seung-Ki, C. Hong-Soon, and C. Yun-Young, "A Nine-Phase Permanent-Magnet Motor Drive System for an Ultrahigh-Speed Elevator", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 3, pp. 987–995, May.–Jun. 2012.
- [14] M. Ruba, and D. Fodorean, "Analysis of Fault-Tolerant Multiphase Power Converter for a Nine-Phase Permanent Magnet Synchronous Machine", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 6, pp. 2092–2101, Nov.–Dec. 2012.
- [15] O. Bottauscio, G. Serra, M. Zucca, and M. Chiampi, "Role of Magnetic Materials in a Novel Electrical Motogenerator for the More Electric Aircraft", *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 4, pp. 1–4, Apr. 2014.
- [16] J.M. Apsley, and S. Williamson, "Analysis of Multiphase Induction Machines with Winding Faults", *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 2, pp. 465–472, Mar.–Apr. 2006.

- [17] J.M. Apsley, S. Williamson, A.C. Smith, and M. Barnes, "Induction Motor Performance as a Function of Phase Number", *Electric Power Applications*, IEE Proceedings, vol. 153, no. 6, pp. 898–904, Nov. 2006.
- [18] O. Grigore-Muler, and M. Barbelian, "The Simulation of a Multi-Phase Induction Motor Drive", *Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, 2010 12th International Conference on, pp. 297–306, 20–22 May. 2010.
- [19] Y. Hu, Z.Q. Zhu, and K. Liu, "Current Control for Dual Three-Phase Permanent Magnet Synchronous Motors Accounting for Current Unbalance and Harmonics", *Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE Journal of, vol. 2, no. 2, pp. 272–284, 2014.
- [20] J.A. Riveros, F. Barrero, E. Levi, M.J. Duran, S. Toral, and M. Jones, "Variable-Speed Five-Phase Induction Motor Drive Based on Predictive Torque Control", *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on, vol. 60, no. 8, pp. 2957–2968, Aug. 2013.
- [21] H.S. Che, E. Levi, M. Jones, M. Duran, W.P. Hew, and N. Abd Rahim, "Operation of a Six-Phase Induction Machine Using Series-Connected Machine-Side Converters", *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on, vol. 61, no. 1, pp. 164–176, Jan. 2014.
- [22] Y. Zhao and T. Lipo, "Space Vector PWM Control of Dual Three-Phase Induction Machine Using Vector Space Decomposition", *Industry Applications*, IEEE Transactions on, vol. 31, no. 5, pp. 1100–1109, Sep. 1995.
- [23] H.S. Che, M. Duran, E. Levi, M. Jones, W.P. Hew, and N. Abd Rahim, "Postfault Operation of an Asymmetrical Six-Phase Induction Machine with Single and Two Isolated Neutral Points", *Power Electronics*, IEEE Transactions on, vol. 29, no. 10, pp. 5406–5416, Oct. 2014.
- [24] F. Barrero, J. Prieto, E. Levi, R. Gregor, S. Toral, M. Duran, and M. Jones, "An Enhanced Predictive Current Control Method for Asymmetrical Six-Phase Motor Drives", *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on, vol. 58, no. 8, pp. 3242–3252, Aug. 2011.
- [25] A. Yazdani and R. Iravani, "Voltage-Sourced Converters in Power Systems: Modeling, Control, and Applications", New Jersey, USA: Wiley, 2010, pp. 213–216.
- [26] F. Barrero, M.R. Arahall, R. Gregor, S. Toral, and M.J. Duran, "A Proof of Concept Study of Predictive Current Control for VSI-Driven Asymmetrical Dual Three-Phase AC Machines", *Industrial Electronics*, IEEE Transactions on, vol. 56, no. 6, pp. 1937–1954, Jun. 2009.
- [27] M. Arahall, F. Barrero, S. Toral, M.J. Duran, and R. Gregor, "Multi-phase Current Control Using Finite-State Model-Predictive Control", *Control Engineering Practice*, vol. 17, no. 5, pp. 579–587, Oct. 2008.
- [28] R. Vargas, P. Cortes, U. Ammann, J. Rodriguez, and J. Pontt, "Predictive Control of a Three-Phase Neutral-Point-Clamped Inverter", *Industrial Electronics*, Transactions on, vol. 54, no. 5, pp. 2697–2705, Oct. 2007.

JORGE ESTEBAN RODAS BENÍTEZ

**Nuevos enfoques para la generación distribuida basados en sistemas de
energía eólica y solar fotovoltaica**

Monografía presentada al Eco-Lógicas: Concurso Mercosur
de Monografías sobre Energías Renovables y Eficiencia
Energética, auspiciado por el Instituto IDEAL.
Orientador: Profesor Dr. Ing. Raúl Gregor.

Departamento de Sistemas de Potencia y Control
Facultad de Ingeniería - Universidad Nacional de Asunción
Campus Isla Bogado - Luque, C.P. 2060, República del Paraguay
email: jrodas@ing.una.py, rgregor@ing.una.py

2013

Resumen

La región enfrentará durante la próxima década un nuevo entorno internacional en materia energética impulsado por un cambio estructural en la demanda de energía global como consecuencia del desarrollo económico acelerado de países industrializados y de economías emergentes. El rol de América Latina en este sentido no se encuentra disociado de la tendencia progresiva hacia la consolidación de un nuevo régimen internacional para combatir el cambio climático y en consecuencia se prevé una expansión en el uso y las aplicaciones de nuevas tecnologías que colaboren a la mitigación de los problemas asociados al cambio climático. En este contexto, el presente trabajo aborda el desarrollo y la implementación de nuevos enfoques para la generación distribuida basados en sistemas de energía eólica y solar fotovoltaica, haciendo especial énfasis en el aumento de la eficiencia de los sistemas de generación desde una perspectiva proactiva proponiendo así nuevas tecnologías que permitan asegurar energía limpia y un desarrollo sostenible.

Palabras Claves: Generación distribuida, Energía eólica, Energía solar fotovoltaica.

Abstract

In the next decade, the region is going to face a new international context regarding the energy demand, promoted by a structural change in the global energy demand as a consequence of the economic development in industrialized countries and those of emerging economies. Latin America's role concerning that is not dissociated from the progressive trend towards the consolidation of a new international framework against the climatic changes, and according to that, is foreseen an expansion in the usage and application of new technologies that collaborates to the mitigation of the problems associated to climatic changes. In this context, the present work intends for development and implementation of new approaches for distributed energy generation based on wind and photovoltaic power systems, making a special emphasis on increasing the efficiency of generation systems from a proactive perspective, by proposing new technologies that allows to guarantee clean energy and a sustainable development.

Index Terms: Distributed generation, Wind Energy, Photovoltaic solar energy .

ÍNDICE GENERAL

1. Justificación y Metodología	3
1.1. El escenario energético actual de las ER en Paraguay	3
1.2. Metodología	4
2. Energía eólica basada en generadores multifásicos	4
2.1. Análisis mediante simulaciones	6
2.2. Diseño de la plataforma de ensayo experimental	7
2.3. Generación eólica	10
2.3.1. Análisis de eficiencia mediante simulaciones	10
3. Generación de energía solar fotovoltaica	11
3.1. Simulación de las prestaciones dinámicas del PSF ZDNY-100C36	12
3.1.1. Esquema de conexión en Paralelo	12
3.1.2. Esquema de conexión Serie - Paralelo	13
3.2. Diseño e implementación de la estructura de dos grados de libertad	14
3.2.1. Implementación y montaje	15
3.3. Energía solar fotovoltaica	15
4. Sistema de generación distribuida	17
5. Conclusión	18
BIBLIOGRAFÍA	19

1. Justificación y Metodología

El interés en la generación de energía eléctrica a partir de fuentes de energías renovables (ER) ha experimentado un crecimiento significativo en los últimos años, justificado principalmente por el reducido impacto generado al medio ambiente. El esfuerzo investigador en esta área es atribuido (por muchos autores) a la incipiente inversión propiciada por una política energética impulsada inicialmente mediante el primer periodo del Protocolo de Kyoto que ha obligado a los países ratificantes a reducir las emisiones de gases de efecto invernadero en el periodo comprendido entre los años 2008 y 2012, en un 5,2 % de media anual, en relación con el nivel base de 1990 [NU, 1998] y que recientemente se ha consolidado en un segundo periodo de vigencia comprendido entre el 1 de enero de 2013 hasta el 31 de diciembre de 2020, donde se han marcado metas concretas enfocadas en la canalización de financiamiento y tecnologías de apoyo a países en desarrollo, lo cual resulta sin duda un claro proceso de consolidación progresiva de un nuevo régimen internacional para hacer frente a la problemática que implica el cambio climático. Si bien estudios recientes han demostrado que América Latina tiene poco peso en las emisiones globales de CO₂ asociadas al sector energético (3.5 % al 2005), y no se proyectan grandes variaciones en esta participación de la región en los escenarios disponibles 2005-2030, Las oportunidades en América Latina y el Caribe para contribuir al escenario de mitigación del cambio climático global se concentran, por un lado, en la mejora de la eficiencia en el uso de energía en todos los sectores (generación eléctrica, transporte, industrial, edificaciones etc.) y por otro, en la participación proactiva en el desarrollo y la implementación de nuevas tecnologías que permitan mitigar el cambio climático, asegurar energía limpia y un desarrollo sostenible. En este contexto, el presente trabajo aborda el desarrollo de nuevas tendencias en sistemas de generación, tanto eólicos como solares fotovoltaicos desde el punto de vista técnico, con la proyección del uso de estos en sistemas bajo el concepto de generación distribuida a ser aplicados concretamente en la República del Paraguay.

1.1. El escenario energético actual de las ER en Paraguay

En la República del Paraguay, la Ley N° 3.009 promulgada en el año 2006 crea el marco legal que regula la producción y transporte independiente de energía eléctrica (PTIEE) que fomenta entre otras cosas, la generación de energía eléctrica mediante ER tales como la eólica, solar, hidráulica, biomasa e hidrógeno. Estudios previos de viabilidad publicados por el Vice Ministerio de Minas y Energías (VMME) y las proyecciones en el marco del plan estratégico del sector energético de la República del Paraguay (2004-2013), han demostrado que una parte importante de la matriz energética Nacional, puede ser potenciada por un lado por sistemas de generación eólicos, identificándose las regiones de mayor potencial el norte del chaco, el eje noreste-este-sureste de la región oriental y el suroeste de la misma, y por otro por sistemas solares, reportándose incluso varias experiencias centradas en el aprovechamiento de la energía solar pasiva, sin embargo, se ha demostrado que el Paraguay cuenta con grandes potenciales para el uso fotovoltaico; justificado principalmente en función de la radiación que recibe de la luz del Sol, sobre todo en la región occidental y norte, debido a la gran uniformidad en términos geográficos de los niveles de radiación solar y rangos de intensidad que alcanzan valores pico de más de 6,0 kWh/m² por día, con un promedio diario próximo a los 4.5 kWh/m². Estos datos demuestran que la energía solar disponible en el país es abundante y de niveles aptos para la aplicación fotovoltaica [VMME, 2005].

Impulsados por el escenario energético actual (escasamente diversificado a nivel Nacional) y las predicciones realizadas por el VMME que prevé por un lado, un aumento del 300 % para el año 2013 en la producción de energía eléctrica con respecto a la producción Nacional realizada en el año 2008 si se considera como medio de producción la eólica, y por otro la puesta a punto de instalaciones de energía solar fotovoltaica para el suministro eléctrico en zonas de difícil acceso de la red de distribución, donde se ha proyectado la instalación de 40 kW durante los años 2008-2013 con una producción estimada en el año 2013 de 60 MWh [VMME PESE, 2005]. Se detecta la necesidad de investigar soluciones avanzadas a problemas asociados con la maximización de la eficiencia energética tanto de los sistemas eólicos como los solares fotovoltaicos, bajo el concepto de generación distribuida que contribuyan al proceso de mitigación del problema asociado al cambio climático.

2. *Energía eólica basada en generadores multifásicos*

4

1.2. Metodología

El trabajo aborda el desarrollo de nuevas tendencias en el uso y las aplicaciones de las ER, tomado como punto de partida dos vertientes complementarias bajo el concepto de la generación distribuida; el sistema eólico basado en el generador multifásico (más de tres fases) y el sistema solar fotovoltaico. La problemática global que contiene este trabajo se acota mediante un estudio, centrado en el análisis y la evaluación de los generadores de inducción multifásicos (GIM) orientados a aplicaciones de ER, mediante el diseño e implementación de una bancada de ensayos experimentales que permita emular un sistema de generación de energía eléctrica, y que a su vez permita investigar diferentes algoritmos de control en tiempo discreto enfocados en la mejora de la eficiencia energética del sistema de generación mediante el diseño de algoritmos cuyas consignas de control se enfocan en alcanzar el punto de máximo seguimiento de potencia (MPPT, por sus siglas en inglés) que garantizan el máximo aprovechamiento energético, abordando luego el diseño y la puesta a punto del sistema solar fotovoltaico, haciendo especial énfasis en la maximización de la eficiencia mediante el control de posición de una estructura soporte de dos grados de libertad. Cabe mencionar en este punto que la cuantificación de los resultados obtenidos en términos de potencia generada, correlacionada con datos meteorológicos de irradiación solar, temperatura, humedad, viento, etc. pretenden ahondar los conocimientos sobre el “estado del arte” a nivel local, con vista a la futura implementación de sistemas de generación solar fotovoltaico y eólico, por un lado, en comunidades aisladas donde no llega el tendido eléctrico del Sistema Interconectado Nacional (SIN), y por otro, como una alternativa sostenible enfocada en la diversificación de la matriz energética actual.

Los objetivos del presente trabajo se resumen en los siguientes puntos:

- a. El desarrollo del modelo matemático y de simulación del sistema de generación de energía eléctrica basados en sistemas eólicos y el diseño a nivel de prototipo, de una bancada de ensayos experimentales que permita evaluar sobre un sistema real los algoritmos de control propuestos
- b. El desarrollo del modelo matemático y de simulación del sistema de generación de energía eléctrica basados en sistemas solares fotovoltaicos y el diseño, implementación y montaje de la estructura de dos grados de libertad que permita validar los resultados de simulación obtenidos previamente
- c. Potenciar la diversificación de la matriz energética del Paraguay, fomentando el uso de fuentes de energías renovables (en particular la energía solar fotovoltaica y eólica) y la búsqueda de soluciones no convencionales asociadas a la maximización de la eficiencia energética
- d. La búsqueda de estrategias de minimización de armónicos y de control de potencia activa y reactiva, orientada a la interconexión de los sistemas de generación al Sistema Interconectado Nacional (SIN)

Este trabajo es dividido en cuatro apartados principales. El primero, introduce el generador multifásico, citando las ventajas que justifican su utilización en aplicaciones de ER y se presenta resultados de simulación del accionamiento de seis fases. El segundo apartado muestra los resultados de simulación de la turbina eólica y el diseño de la plataforma de ensayo experimental para la extracción de resultados experimentales. El tercer apartado se centra en los resultados de simulación de los distintos esquemas de conexión de los paneles solares fotovoltaicos (PSFs), así como el diseño e implementación de la estructura de dos grados de libertad para su aplicación. Se propone la utilización del control predictivo basado en el modelo (MBPC, por sus siglas en inglés) para el desarrollo de este trabajo. En el siguiente apartado se desarrollan dos métodos de control de velocidad enfocados en alcanzar el MPPT, basados en el estimador de *Luenberger* y el Filtro de *Kalman*, respectivamente. Posteriormente, se aborda el sistema completo y se proponen dos métodos de control de corriente como paso previo al control de la potencia activa y reactiva entregada a una carga trifásica. Finaliza el trabajo con las conclusiones más relevantes del mismo.

2. **Energía eólica basada en generadores multifásicos**

Las máquinas multifásicas han sido recientemente propuestas en diversas aplicaciones debido a las importantes ventajas que ofrecen; reducción de armónicos de corriente, mejor distribución de la potencia por cada una de las fases, aumento de la fiabilidad) y hacen de este tipo de máquinas una opción bastante interesante para aprovecharlas en aplicaciones donde se requiera elevada potencia. Aunque el análisis y

2. Energía eólica basada en generadores multifásicos

5

las aplicaciones sobre máquinas multifásicas se remontan a los años 1920, el desarrollo y las investigaciones tuvieron un crecimiento considerable a comienzos siglo [Levi, 2008]. Esto se debió en gran parte al importante aumento en la capacidad de procesamiento de datos de los dispositivos electrónicos digitales, que permiten implementar estrategias de control sobre estos sistemas (poco convencionales y complejos). Algunas soluciones asociadas a las máquinas multifásicas que reportan en la literatura, tomando como base la solución trifásica son:

- *Disminución de la corriente que circula por cada fase:* Las corrientes de fase de la máquina pueden alcanzar valores extremadamente altos como para poder implementarse con un único dispositivo electrónico de potencia, además la utilización de varios de estos dispositivos en paralelo resultan muy complejas y poco económicas
- *Alta fiabilidad:* En el caso que la aplicación necesite una elevada fiabilidad, para trabajar inclusive en el caso de pérdida de una o más ramas del inversor
- *Disminución de los armónicos:* Las máquinas multifásicas poseen menor contenido de armónicos, además el contenido de armónicos de la corriente del DC-link (Vdc) que alimenta los inversores debe ser reducido para tener una capacidad del filtro de entrada más pequeña, especialmente cuando el inversor opera con formas de onda cuadrada
- *La reducción del 6° armónico asociado al par pulsante:* El 6° armónico puede ser eliminado mediante la solución multifásica por medio de una cancelación, producto de una distribución apropiada de las bobinas de la máquina
- *Reducción del tamaño de componentes:* se puede conseguir inversores de fuente de corriente (CSI, por sus siglas en inglés) económicos, reduciendo el tamaño de los componentes reactivos y los picos de las tensiones de conmutación
- *Reducción de pérdidas en el rotor:* En comparación con la solución trifásica, las pérdidas por armónicos en el rotor de la máquina son más reducidas para el caso multifásico
- *Control multi-máquina:* En las soluciones multifásicas se pueden aprovechar los grados de libertad para realizar un control simultáneo de múltiples máquinas, utilizando un solo convertidor de potencia
- *Reducción de los pulsos del par electromagnético:* especialmente en máquinas alimentadas por convertidores de potencia de tipo CSI o convertidores de potencia de fuente de tensión (VSI, por sus siglas en inglés) operando en modo de generación de ondas de tensión cuadrada
- *Modificación de la velocidad de giro:* Cuando se debe mantener constante la frecuencia de alimentación, la solución multifásica permite variar la velocidad modificando el número de pares de polos de la máquina
- *Reducción de las pérdidas en el estátor:* existe una significativa reducción de las pérdidas por efecto Joule en el cobre del estátor según aumenta el número de fases de la máquina, en comparación con la solución trifásica

Las máquinas eléctricas de seis fases pueden ser clasificadas en simétricas y asimétricas. Las simétricas, son aquellos cuyo desplazamiento espacial entre las bobinas del estátor es uniforme. En cambio, en las máquinas asimétricas, el desplazamiento espacial de las bobinas de dos fases consecutivas es diferente. Esto a su vez provoca una distribución asimétrica de los ejes magnéticos y es el caso particular que se utiliza en este trabajo. En este contexto, las máquinas multifásicas que ofrecen buenas prestaciones son los accionamientos electromecánicos que se han denominado máquinas hexafásicas de doble devanado trifásico independiente y asimétrico, esquematizado en la Figura 1 (a). Este tipo de máquinas eléctricas posee dos devanados trifásicos independientes, desfasados entre sí 30 grados eléctricos, con neutros aislados y accionados desde dos convertidores trifásicos diferentes. Las ventajas que aportan este tipo de accionamientos incluyen las asociadas a las máquinas multifásicas antes mencionadas, pero añaden otra muy importante que es la posibilidad de utilizar muchos de los desarrollos *hardware* y *software* existentes para los accionamientos trifásicos convencionales (sistemas microprocesadores

2. Energía eólica basada en generadores multifásicos

6

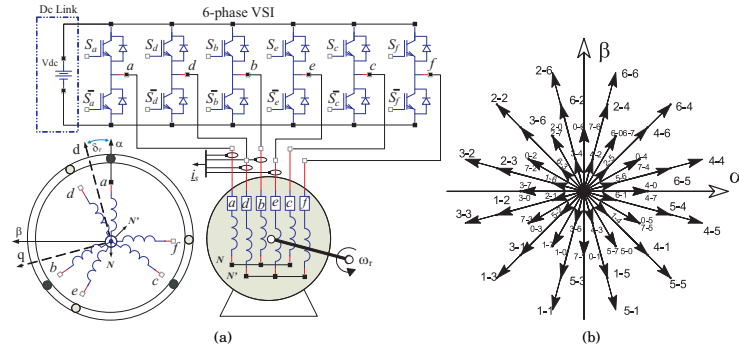


Figura 1: (a) Esquema general del accionamiento de seis fases asimétrico. (b) Proyección de los 64 vectores de tensión en el sub-espacio $(\alpha - \beta)$.

con periféricos especiales para el control de convertidores de potencia trifásicos, convertidores de potencia convencionales, semiconductores y dispositivos electrónicos especiales para el control y disparo de interruptores de potencia incluidos en convertidores comerciales, y otros).

Una metodología que simplifica el modelo del accionamiento de seis fases se basa en la Teoría de Descomposición de Vectores (VSD, por sus siglas en inglés). Esta teoría fue introducida por [Zhao, 1995] y es utilizada para transformar el sistema original representado mediante seis ecuaciones diferenciales, en tres sub-espacios ortogonales bidimensionales $(\alpha - \beta)$, $(x - y)$ y $(z_1 - z_2)$ que poseen ejes de referencia estáticos, utilizando una matriz de transformación de variables de fase a sub-espacios ortogonales. A partir de la teoría VSD es posible enfatizar que la conversión de la energía electromecánica se encuentra relacionada con las variables (tensiones y corrientes) proyectadas en el sub-espacio $(\alpha - \beta)$, mientras que las variables proyectadas en el sub-espacio $(x - y)$ representan armónicos de orden $6n \pm 1$ ($n = 1, 3, 5, \dots$) y están relacionadas con las pérdidas por efecto *Joule* por lo que deben ser controladas de manera a que estas variables sean lo más pequeñas posible. Los vectores de tensión proyectados en el sub-espacio $(z_1 - z_2)$ son cero para el caso particular de la máquina de seis fases asimétrica con neutros independientes por lo que este sub-espacio no tiene influencia alguna en el control. La proyección de los $2^6 = 64$ distintos vectores de tensión para el caso particular de la máquina de seis fases en el sub-espacio $(\alpha - \beta)$ pueden apreciarse en la Figura 1 (b).

2.1. Análisis mediante simulaciones

Utilizando las ecuaciones que modelan el funcionamiento de la máquina de inducción de seis fases y la herramienta de simulación *Matlab/Simulink*, a continuación se resumen los resultados obtenidos a partir del modelo de simulación. Los parámetros utilizados en las simulaciones, fueron extraídos de una máquina real, utilizando métodos clásicos, de ensayo de vacío (tensión nominal), y rotor bloqueado (corriente nominal).

En las gráficas de la Figura 2 (a) se muestran los resultados simulados de la evolución del par de la máquina a lo largo del tiempo total de simulación (2 segundos), cuando la máquina es alimentada con tensiones sinusoidales con una frecuencia eléctrica de 50 Hz. En esta figura puede apreciarse la oscilación característica de la curva de par debido al desequilibrio de las corrientes del estátor (ver Figura 2 (a)). Este comportamiento transitorio, coincide con las afirmaciones realizadas en [Krause, 1995]. Posteriormente, la curva de par evoluciona hasta un valor distinto de cero que depende del coeficiente de fricción (B_f) de la máquina. Por otro lado, la velocidad del accionamiento tiende a alcanzar la velocidad síncrona¹, sin embargo, tal como puede apreciarse en la Figura 2 (b), la velocidad en régimen permanente no alcanza la velocidad síncrona debido a las características propias de la máquina de inducción asíncrona, por el efecto del deslizamiento.

¹La velocidad síncrona es de 1000 rpm para el caso particular de la máquina con 3 pares de polos.

2. Energía eólica basada en generadores multifásicos

7

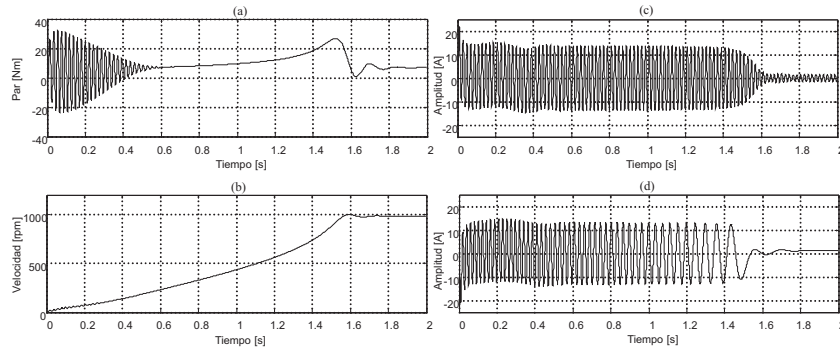


Figura 2: (a) Evolución del par. (b) Evolución de la velocidad. (c) Corriente del estátor, correspondiente a una de las fases de la máquina. (d) Corriente del rotor.

En las gráficas de la Figura 2 (c) se muestra la evolución de la corriente de una de las fases del estátor de la máquina en una ventana de tiempo de simulación equivalente a 2 segundos. En esta figura es posible notar el consumo de corriente de la máquina en el momento del arranque. En el instante de tiempo igual a 1.5 segundos la máquina llega a su velocidad nominal (cerca a 1000 rpm según la Figura 2 (b)) y el consumo de corriente en vacío del accionamiento multifásico es cercano a los 3 amperios. Finalmente, en la gráfica de la Figura 2 (d) se muestra la evolución de la corriente del rotor, en esta figura es posible apreciar que la frecuencia de la senoide de corriente disminuye conforme aumenta el tiempo hasta que la máquina alcanza su velocidad nominal debido principalmente a una disminución del deslizamiento. Puede observarse además, que una vez que la máquina alcanza la velocidad nominal fluye por el rotor una corriente muy pequeña que se debe en este caso al coeficiente de fricción de la máquina (se considera que la máquina no posee carga).

2.2. Diseño de la plataforma de ensayo experimental

En este apartado se resume el diseño y la puesta a punto de la plataforma de ensayo experimental, el cual actualmente (marzo 2013) se encuentra funcional y los trabajos se centran en la extracción de resultados experimentales que permitan validar los resultados que se han obtenido previamente a nivel de simulaciones. En este contexto, con la finalidad de emular el comportamiento de la turbina eólica, y asumiendo que el objetivo del bucle de control de velocidad es lograr el control de manera eficiente de la velocidad de giro del rotor del accionamiento a fin de alcanzar el MPPT que garantiza la máxima entrega de potencia a la carga, se utilizó el modelo matemático de la turbina para realizar simulaciones. En la Figura 3 puede observarse una simulación paramétrica de la variación de la potencia generada en función a la velocidad angular de la turbina para distintas velocidades de viento, extraída utilizando el modelo de simulación *Matlab/Simulink*.

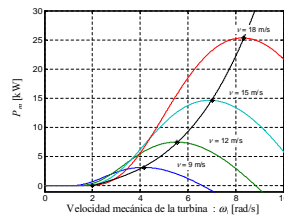


Figura 3: Modelo de la turbina eólica. Potencia *vs.* velocidad del rotor.

2. Energía eólica basada en generadores multifásicos

8

El diagrama de bloques de los distintos componentes que conforman la plataforma experimental puede apreciarse en la Figura 4. Puede observarse en el diagrama de la figura que la turbina es emulada mediante un *software* propietario que se ejecuta en la *PC Controladora del Sistema* y que asume como variables de entradas ciertos parámetros que son extraídos en tiempo real, desde una estación meteorológica de la serie *Vantage Vue* de *Davis Instruments*. Este dispositivo posee una consola que recibe los datos de la estación de manera inalámbrica y se conecta vía USB a la *PC Colectora de datos* desde donde se extraen los datos que son utilizados para emular la turbina eólica. Esta PC opera con sistema operativo *Debian 6.1* que es una distribución de *GNU/Linux* de licencia libre. Los datos son utilizados para realizar cálculos en tiempo real de la velocidad óptima de giro del rotor del GIM para extraer la máxima potencia. El *software* que se ejecuta en la *PC Controladora del Sistema*, recibe como entrada los siguientes parámetros; características de la turbina (ángulo de inclinación β y el radio de las aspas R_t) y la velocidad del viento (v), con lo cual calcula el coeficiente de potencia máximo (C_p^{max}) y el valor óptimo de la velocidad lineal de giro de la turbina λ^{opt} . De esta forma, el *software* genera como salida la velocidad angular de referencia óptima (ω_r^*) de manera a lograr el punto de máxima potencia.

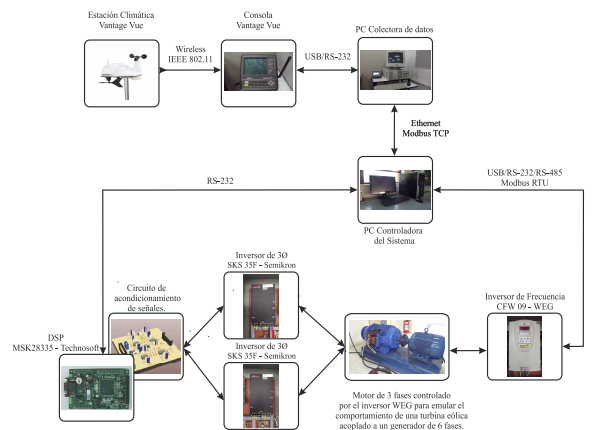


Figura 4: Fotografía de los distintos componentes que conforman la plataforma experimental donde se detalla el protocolo de comunicación entre cada dispositivo.

Por otro lado, la *PC Controladora del Sistema* debe comunicarse con la *PC Colectora de datos* de manera a extraer la información de la estación en tiempo real. A este efecto se ha desarrollado un *software* que extrae datos cada cierto tiempo (configurable) de la consola del *Vantage Vue*, y lo almacena en un archivo con un formato especial que es propio de la aplicación. El mismo programa, en un hilo separado actúa como un servidor Modbus TCP, de modo que espera las solicitudes entrantes a través de la red TCP/IP. Las solicitudes provienen desde un cliente y solicitan siempre lo mismo; que se envíe los últimos datos climáticos leídos, este programa por tanto, es llamado *Servidor Vantage*. Para este sistema, el cliente Modbus que se conecta al *Servidor Vantage* es el *software* de emulación de la turbina. Por otro lado el *software* de emulación se conecta vía Modbus RTU a un *Inversor de Frecuencia* (serie CFW09 de la marca WEG) acoplado al GIM. El *Inversor de Frecuencia* recibe como parámetro la velocidad óptima de giro del GIM que representa una entrada al bloque del control de velocidad. La comunicación establecida entre la *PC Controladora del Sistema* y el *Inversor de Frecuencia* se rige por el protocolo Modbus RTU y se realiza sobre una red serial bajo el protocolo de capa física RS-485, en esta red el *software* de emulación se comporta como un máster Modbus RTU y el *Inversor de Frecuencia* actúa como un esclavo. Para lograr esta aplicación se ha diseñado una tarjeta convertidora de protocolo RS232 a RS485 que establece el medio de comunicación entre ambos módulos. Esta tarjeta se muestra en la fotografía de la Figura 5 (d).

En la fotografía de la Figura 5 (a) puede apreciarse el montaje concluido de la aparamenta de potencia diseñada, donde se muestran los convertidores de potencia, los dispositivos de protección y las placas de

2. Energía eólica basada en generadores multifásicos

9

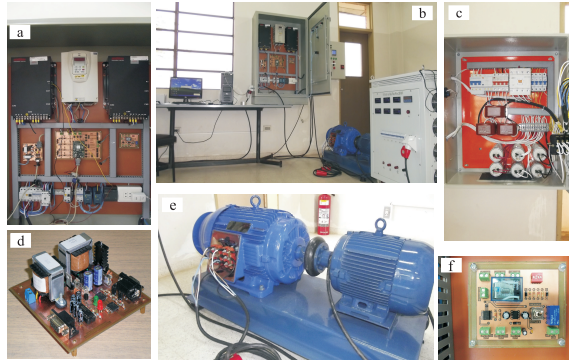


Figura 5: Fotografía de los distintos componentes que conforman la plataforma experimental.

acondicionamiento de señal que como puede apreciarse en la fotografía integra la placa de control². A fin de mantener la integridad del sistema, la señales conectadas a los periféricos de entrada y salida de la placa de control han sido aisladas galvánicamente mediante el aislador ISO7230CDW fabricado por la empresa *Texas Instruments*. En la fotografía de la Figura 5 (b) se muestra la integración de los distintos módulos que conforman la plataforma experimental diseñada.

Por otro lado, la conexión de un banco de capacitores en los terminales del GIM es necesaria de manera a suministrar la potencia reactiva a la carga. Para el caso particular del generador de inducción de doble devanado trifásico independiente y asimétrico abordando en este trabajo, se ha montado un banco de capacitores mediante dos configuraciones independientes en estrella, conectados en paralelo con los bobinados del estátor del accionamiento. Una fotografía de la apartamenta de potencia diseñada para el caso de los capacitores de magnetización se muestra en la Figura 5 (c). El GIM, ha sido diseñado a partir de un motor originalmente trifásico de 15 kW de potencia nominal con 72 ranuras y tres pares de polos. Una fotografía del accionamiento rebobinado, montado sobre la bancada de ensayo y acoplado al motor trifásico que emula la turbina eólica puede apreciarse en la Figura 5 (e).

Los módulos Inversores de la serie SKS 35F fabricados por la empresa *Semikron* utilizados para el desarrollo del trabajo (ver Figura 4), poseen internamente una resistencia de pre-carga de manera a limitar la corriente sobre los capacitores que según especificaciones del fabricante, deberán permanecer activas mientras el banco de capacitores (que conforma el Dc-link) alcanza su carga nominal. En este contexto, y con la finalidad de automatizar el control de las resistencias de pre-carga, se ha diseñado una tarjeta de control, previendo dos modos de operación; por *hardware* o por *software*, respectivamente. Una fotografía de la tarjeta de control diseñada se muestra en la Figura 5 (f).

A fin de evaluar el correcto funcionamiento de la plataforma experimental, se ha realizado pruebas en lazo abierto generando los disparos de los IGBTs utilizando la técnica de modulación por ancho de pulso considerando una frecuencia de muestreo (equivalente a la frecuencia de la portadora) de 5 kHz y una frecuencia eléctrica de 50 Hz. En la Figura 6 (Izq.) se muestra la respuesta transitoria del accionamiento, si se considera una de las corrientes de fase para el caso del accionamiento de seis fases. Tal como puede apreciarse en esta figura al momento del arranque, el accionamiento alcanza picos de corriente superiores a los 25 A, con un transitorio que se extingue en 0.45 segundos. Por otro lado, en la Figura 6 (Der.) se muestra el consumo de corriente en vacío que para una frecuencia nominal de 50 Hz puede ser cuantificada en 5 A. Estos resultados, demuestran el funcionamiento óptimo de la plataforma diseñada y conforman el punto de partida para la extracción de resultados experimentales que avalen la eficiencia de los métodos de control que han sido propuestos en el marco del trabajo.

²La placa de control se basa en el DSP TMS320F28335 de punto flotante fabricado por la empresa *Texas Instruments* y en el sistema de desarrollo MSK28335 de la empresa *Technosoft*, tal como se muestra en la Figura 4.

2. Energía eólica basada en generadores multifásicos

10

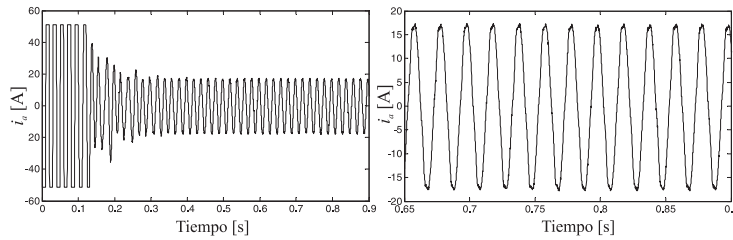


Figura 6: Ensayo experimental en lazo abierto aplicado al GIM. (Izq.) Respuesta transitoria del accionamiento. (Der.) Consumo de corriente en vacío para una frecuencia nominal de 50 Hz.

2.3. Generación eólica

En la Figura 7 muestra el esquema del control propuesto. Los algoritmos asociados al control de velocidad del GIM, enfocado en la obtención del MPPT (denominado “Control del lado del generador”), y por otro lado el control de corriente orientado al control de la potencia activa y reactiva entregada a la carga (denominado “Control del lado de la red”), lo cuales serán desarrollados en la sección 4.

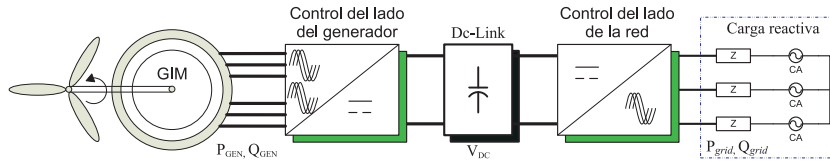


Figura 7: Diagrama de bloques del esquema propuesto.

Tal como puede observarse en la Figura 8, el controlador del tipo predictivo no requiere *a priori* de técnicas de modulación, característica que lo vuelve atractivo en el campo del control de accionamientos electromecánicos. En su forma más básica, el objetivo del bucle interno del control de corriente es encontrar el esfuerzo de control que logre el seguimiento de la corriente, donde i_s^* es la consigna de corriente o corriente de referencia, tal como se muestra en la Figura 8. Para ello, el control predictivo utiliza un optimizador que selecciona el esfuerzo de control U más adecuado que minimice una función de costo. Por lo general, existe más de un método para aplicar esto a accionamientos electromecánicos, dependiendo de la complejidad de la función de costo considerada [Barrero et al., 2011]. Una taxonomía de las posibles funciones de costo que pueden ser implementadas puede consultarse en [Rodríguez et al., 2012].

En el esquema propuesto las referencias son proporcionadas por el bloque que emula la turbina, y son recalculadas en cada periodo de muestreo de manera a lograr en cada muestra el MPPT. Para el control de velocidad se utiliza un controlador Proporcional Integral (PI) basado en el esquema del control vectorial indirecto. En el esquema propuesto, el controlador PI de velocidad es utilizado para generar la referencia de corriente i_{ds}^* en coordenadas dinámicas. La corriente de referencia utilizada en el modelo predictivo es obtenida mediante el cálculo del ángulo eléctrico, donde este parámetro es utilizado para convertir la referencia de corriente originalmente especificada en coordenadas dinámicas ($d-q$) a coordenadas estáticas ($\alpha-\beta$), tal como se muestra en la Figura 8.

2.3.1. Análisis de eficiencia mediante simulaciones

Un entorno de simulación basado en la herramienta *Matlab/Simulink* ha sido diseñado de manera a evaluar la eficiencia del esquema propuesto. La eficiencia es medida con respecto al error cuadrático medio (ECM) con respecto a la velocidad y las corrientes del estátor. En las Figuras 9 (Der.) e (Izq.) pueden apreciarse que el ECM asociado al control basado en el Filtro de *Kalman* posee mejores prestaciones que el caso del control basado en el estimador de *Luenberger*, obteniéndose una mayor diferencia a medida

11

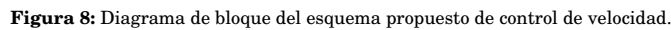


Figure 10 consists of two main parts, (a) and (b), each containing three subplots. Part (a) shows the ECM (mV) as a function of R_m [A] and R_m [A] for three different values of R_m : (1) $R_m = 100$ A, (2) $R_m = 100$ A, and (3) $R_m = 100$ A. Part (b) shows the T_z (N.m) as a function of R_m [A] and R_m [A] for the same three values of R_m . Each plot has a color bar indicating the magnitude of the variable.

3. Generación de energía solar fotovoltaica

Existen actualmente en la literatura, varios enfoques para incrementar la eficiencia de un sistema de generación fotovoltaico; uno de ellos se centra en los sistemas de rastreo solar que basan su funcionamiento en algoritmos de control dinámicos o activos. Diferentes estudios han demostrado que los paneles fotovoltaicos tienen una máxima potencia de salida cuando la incidencia (de los rayos del sol) es perpen-

3. Generación de energía solar fotovoltaica

12

dicular a los paneles [Larard, 1998], [Hamilton, 1998], la mejora puede ser cuantificada incluso en un 50% [Argeseanu et al., 2010]. Por otro lado, si se considera la ubicación geográfica del Paraguay, sobre todo en días de verano, cuando la irradiación solar alcanza los niveles más elevados, puede observarse que en este periodo existe una variación aproximada de 30° en azimut, lo cual justifica plenamente la necesidad de utilizar un sistema de dos grados de libertad para maximizar la potencia producida por los paneles solares fotovoltaicos. En este contexto, esta sección se presenta, por un lado, los resultados de simulación de las prestaciones de los paneles solares fotovoltaicos (PSFs) en sus distintas formas de conexión, y por otro lado, el diseño y la puesta a punto de una estructura soporte móvil de dos grados de libertad (para los paneles solares fotovoltaicos), para en un trabajo futuro abordar la implementación de algoritmos de control de posición en tiempo discreto enfocados en la mejora de la eficiencia energética del sistema de generación mediante el diseño de algoritmos cuyas consignas de control se enfocan en alcanzar el MPPT que garanticen el máximo aprovechamiento energético de los paneles fotovoltaicos.

En la Figura 10 (a) puede observarse una fotografía del módulo de la serie ZDNY-100C36 utilizado en el presente trabajo. Mientras que, en la Figura 10 (b) se muestra el circuito eléctrico que modela una celda del panel solar fotovoltaico donde además se representa las características eléctricas más resaltantes de este dispositivo a fin de elaborar las ecuaciones que describan el comportamiento dinámico del PSF. Las ecuaciones así obtenidas modelan matemáticamente el comportamiento de los módulos solares, despreciando los efectos térmicos.

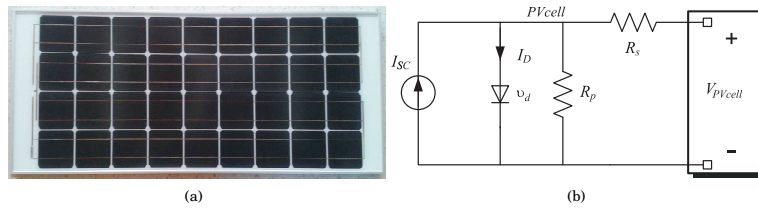


Figura 10: (a) Fotografía del módulo de la serie ZDNY-100C36. (b) Circuito eléctrico del PSF.

3.1. Simulación de las prestaciones dinámicas del PSF ZDNY-100C36

A fin de implementar el modelo de simulación de los PSFs de la serie ZDNY-100C36, se hace uso del modelo matemático que se obtiene del modo mencionado en el apartado anterior. Para ello se utiliza el entorno de simulación *Matlab/Simulink* y las características técnicas proporcionadas por la hoja técnica del fabricante de los paneles que se resumen en la Figura 11 (a), donde V_m y I_m representan la tensión y la corriente óptima de operación, respectivamente. En la Figura 11 (b) puede apreciarse una simulación paramétrica de la evolución de la intensidad de la corriente I_{PV} en función a la tensión V_{PVcell} para distintos valores de irradiación³. Por otro lado, en la Figura 11 (c) se muestra la variación de la potencia eléctrica generada por los paneles en función a la tensión para los mismos rangos de variación de irradiación considerados para el caso de la Figura 11 (b). Puede observarse en estas gráficas que para cada valor de irradiación existe un punto de máxima potencia que garantiza la máxima entrega de potencia activa desde el sistema de generación solar fotovoltaico hacia la carga.

3.1.1. Esquema de conexión en Paralelo

En esta configuración se considera un arreglo de 24 PSFs conectados en paralelo, por lo cual todos tienen la misma tensión de operación (V_{PVcell}). La corriente total de la configuración en Paralelo se obtiene mediante la suma de las corrientes de salida de cada uno de los módulos (I_{PV}). La potencia total generada ($P_{PVtotal}$) es igual al producto entre la tensión de operación y la corriente total del arreglo ($I_{PVtotal}$), el diagrama de bloques del esquema propuesto puede apreciarse en la Figura 12 (a). Debe tenerse en cuenta, que la principal limitación de esta topología radica en los niveles de corriente que debe soportar la electrónica de potencia asociada al proceso de conversión de la energía, que para esta

³Se ha considerado en las simulaciones rangos de irradiancia comprendidos entre 200 y 1000 en pasos de a 200 [W/m²].

3. Generación de energía solar fotovoltaica

13

aplicación en particular (considerando la máxima irradiación) puede alcanzar valores de $24 \times I_{PV}$, tal como puede observarse en la Figura 12 (b). Por otro lado, en la Figura 12 (c) puede apreciarse las curvas de Potencia en función de la Intensidad de corriente para distintos valores de irradiación para el caso particular de la conexión en Paralelo.

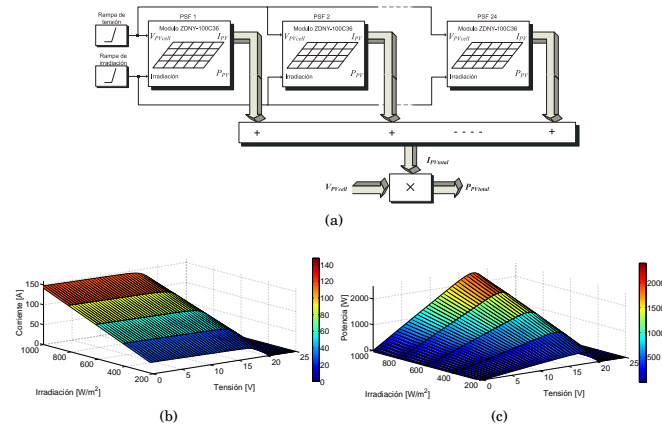


Figura 12: Simulación paramétrica para distintos valores de irradiación. (a) Esquema propuesto de conexión en Paralelo. (b) Curvas de Corriente vs. Tensión. (c) Curvas de Potencia vs. Tensión.

3.1.2. Esquema de conexión Serie - Paralelo

En esta configuración los módulos son agrupados en dos conjuntos de 12 PSFs como se ilustra en la Figura 13 (a). En cada conjunto los módulos están conectados mediante la configuración Serie, de tal forma que los PSFs operan con una misma referencia de corriente (I_{PV}). La tensión total de cada conjunto será entonces igual al producto entre el número de módulos solares fotovoltaicos en cada conjunto y la tensión de operación de los módulos ($12 \times V_{PVcell}$). Finalmente, ambos conjuntos están conectados entre si mediante una configuración Paralela, cuyo modo de operación es análogo al abordado en el apartado anterior. La ventaja del esquema de conexión Serie - Paralelo radica, por un lado, en que se opera con niveles de corrientes menores en comparación al caso del esquema de conexión en Paralelo, y por otro, en que la tensión total del arreglo es cercana a la amplitud (RMS) equivalente en alterna, tal como puede apreciarse en las gráficas de la Figura 13 (b). Puede apreciarse además en la Figura 13 (c) que la potencia nominal máxima (2.4 kW) ocurre para niveles máximos de irradiación y corriente, respectivamente.

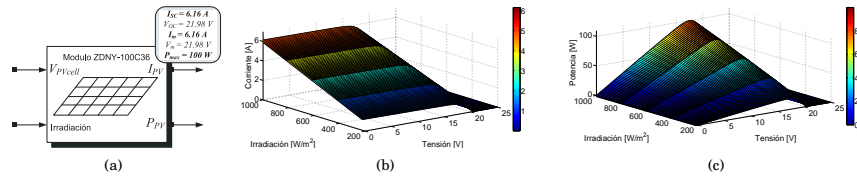


Figura 11: Respuesta dinámica del panel ZDNY-100C36 para distintos valores de irradiación. (a) Representación del modelo *Matlab/Simulink* con los respectivos parámetros. (b) Curvas de Intensidad de Corriente I_{PV} vs. la Tensión V_{PVcell} . (c) Curvas de Potencia vs. la Tensión V_{PVcell} .

3. Generación de energía solar fotovoltaica

14

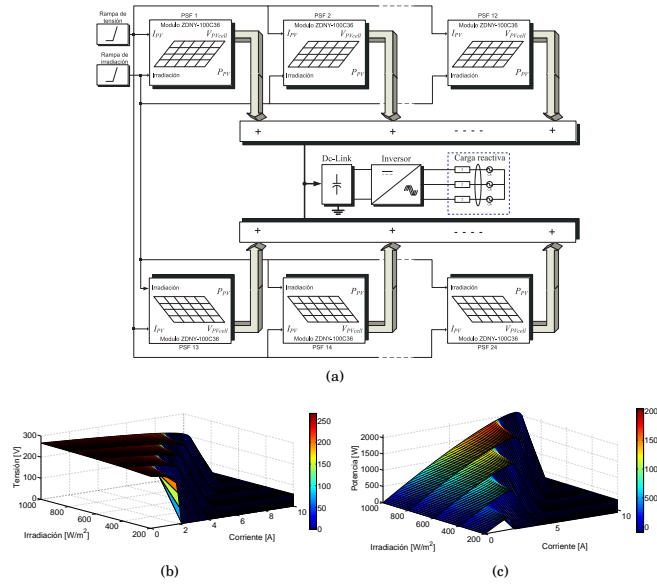


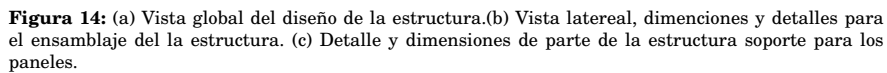
Figura 13: Simulación paramétrica para distintos valores de irradiación. (a) Esquema propuesto de conexión Serie - Paralelo. (b) Curvas de Tensión vs. Corriente. (c) Curvas de Potencia vs. Corriente.

3.2. Diseño e implementación de la estructura de dos grados de libertad

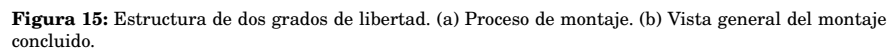
El proceso de diseño de la estructura de dos grados de libertad para la aplicación solar fotovoltaica se ha abordado siguiendo la siguiente secuencia; Primeramente, se ha realizado el diseño geométrico de la estructura, donde se ha tenido en cuenta las dimensiones físicas de los paneles fotovoltaicos. Por otro lado, a modo de dimensionar los materiales a ser utilizados para la elaboración de la estructura utilizando la herramienta de diseño computacional *Solidwork*, se ha realizado el cálculo de la fuerza equivalente del viento sobre cada panel solar, para posteriormente realizar el cálculo del estado de carga de la estructura. Finalmente, con los resultados teóricos, se ha dimensionado los elementos que conforman la estructura soporte que se propone para el desarrollo del trabajo.

En la Figura 14 (a) puede apreciarse el diseño geométrico de la estructura de dos grados de libertad. Se ha optado por esta topología debido a que este tipo de estructura ofrece resistencias menores a la fuerza del viento, lo cual permite, generalmente el dimensionamiento de piezas de menor peso, lo cual redundaría en beneficio de los motores a ser utilizados en esta aplicación, principalmente si se tiene en cuenta la potencia necesaria para mover la estructura. Por otro lado, los bornes de los paneles en esta topología son de fácil acceso, lo cual facilita la tarea de montaje. En la Figura 14 (b), puede observarse una vista lateral donde se especifica además los detalles para el ensamblaje de la estructura y en la Figura 14 (c) se muestran los detalles y dimensiones de parte de la estructura soporte de los paneles. Una vez definida la geometría de la estructura es verificada utilizando los procedimientos descritos en las normas mexicanas [CFE, 2008] ante la ausencia de normas locales y consideraciones relativas a la norma paraguaya de viento [INTN, 1992], obteniéndose resultados satisfactorios.

15



En este apartado se muestra la implementación de la estructura de dos grados de libertad para la aplicación solar fotovoltaica, la cual fue fabricada y montada. En la fotografía de la Figura 15 (a) se observa parte del proceso de montaje de la estructura. Por otro lado, en la fotografía de la Figura 15 (b) puede apreciarse una vista general de la estructura diseñada luego de concluir el montaje, la cual se encuentra físicamente instalada en el predio del Centro de Innovación Tecnológica (CITEC) de la Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción.



3.3. Energia solar fotovoltaica

Desde el punto de vista la eficiencia del sistema de generación de energía eléctrica a partir de paneles solares fotovoltaicos, se pretende abordar la problemática mediante, por un lado, la maximización de la

3. Generación de energía solar fotovoltaica

16

energía producida por los paneles mediante el diseño y la puesta a punto de un sistema de rastreo solar de dos grados de libertad enfocado en alcanzar el punto de máximo seguimiento de potencia. Por otro lado, tal como se demuestra en [Argeseanu et al., 2010], el aprovechamiento eficiente de la energía producida está a su vez relacionado con la conversión eficiente de la energía almacenada en el banco de baterías. En este contexto, se propone investigar estrategias de control de potencia activa y reactiva de manera a lograr la máxima transferencia de energía desde el banco de baterías hacia la carga. En la Figura 16 puede apreciarse el esquema de control propuesto que utiliza un lazo interno de control predictivo de corriente basado en la estrategia MBPC. En este esquema se considera además un eje de referencia dinámico ($d-q$) alineado con el vector de tensión V_{PCC} . Finalmente, la característica ortogonal de las variables eléctricas en ejes dinámicos, representado en el diagrama de bloque de la figura, permite el control independiente de la potencia activa y reactiva inyectada a la carga a través del control de las corrientes directas y en cuadratura respectivamente.

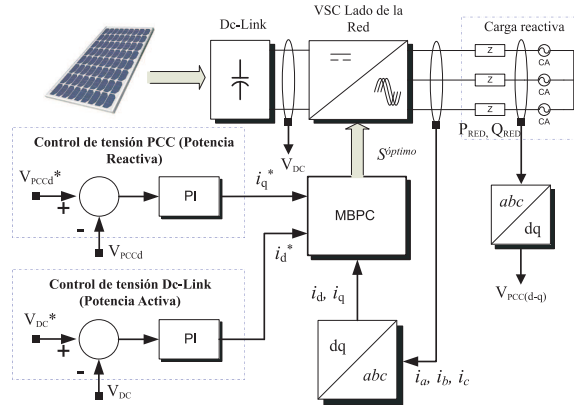


Figura 16: Esquema propuesto para la conversión electrónica de la energía y el control de la potencia.

El control de posición del sistema se realiza en una PC en tiempo real a través de un algoritmo proporcional-integral-derivativo (PID) independiente, tanto para acimut como para elevación. Los mismos reciben la referencia de parte de una PC que actúa como un registro de datos (datalogger en inglés) a través del protocolo Modbus TCP, y la señal de control se envía al microcontrolador como valor del ancho de pulso (0 a 100 %) a través del protocolo inalámbrico 802.15.4 usando transceptores Xbee Pro. La adquisición de datos de referencia se realiza a través de una solicitud Modbus hecha al PC datalogger, que se encarga de realizar una consulta a la estación climática por intermedio del microcontrolador, y son devueltas las posiciones de acimut y elevación calculadas por la estación basadas en los datos provistos por el GPS. La adquisición de datos de realimentación se realiza a través del microcontrolador, que realiza la lectura de los encoders asociados a los motores de acimut y elevación, a través de una interfaz de entrada que provee dicha función específica. La señal es acondicionada a través de una placa electrónica que hace de interfase. El accionamiento se realiza a través de motores independientes para Acimut y Elevación, cuyo control se realiza por modulación de ancho de pulso, según el valor que ha sido calculado por el control PID que se describió anteriormente. Los motores son accionados a través de un controlador de motores que permiten disponer de la densidad de potencia necesaria. Tanto la realimentación como la señal de accionamiento son transmitidas por una conexión separada utilizando el protocolo inalámbrico 802.15.4, coordinado por una rutina de comunicaciones tanto en la PC de Control como en el microcontrolador, asegurando el determinismo del sistema.

4. Sistema de generación distribuida

17

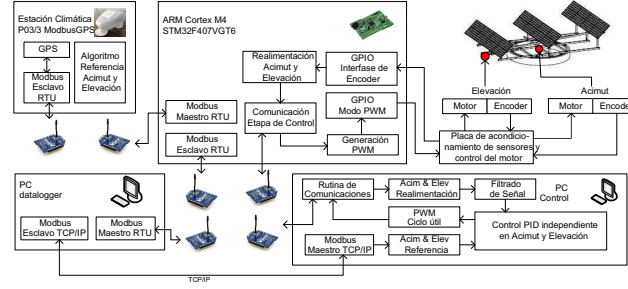


Figura 17: Diagrama en bloque del esquema propuesto.

4. Sistema de generación distribuida

Una vez extraída la máxima energía de los sistemas de generación presentados en los apartados anteriores, en este apartado se aborda el concepto de la generación distribuida. Para ello se toma como punto de partida el desarrollo de algoritmos de control de corriente como paso previo al proceso de sincronización y control de la potencia activa y reactiva, cuya consigna se centra en permitir la máxima transferencia de energía desde el generador hacia la carga. En este contexto se asume por un lado, que la salida del GIM es rectificadora mediante dos rectificadores trifásicos independientes y que la tensión rectificada es aplicada a un banco de capacitores que conforma el *De-Link*, y por otro lado que el sistema solar fotovoltaico se conecta a un banco de baterías con niveles de tensión compatibles a las tensiones de la red. En ambos casos ambos niveles de *De-Link* son conectados a la carga a través de un inversor trifásico como se muestra en la Figura 18 (a). La carga trifásica reactiva de la Figura 18 (b) puede ser modelada matemáticamente utilizando la representación en el espacio de estados.

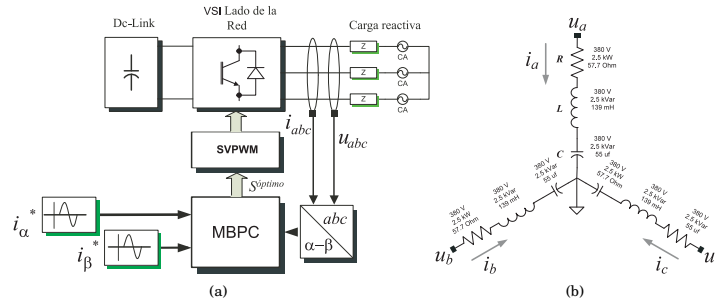


Figura 18: (a) Diagrama en bloque del control predictivo de corriente basado en la técnica SVPWM aplicado al lado de la red. (b) Carga trifásica reactiva RLC.

La Figura 19 muestra los resultados de simulación de las dos técnicas de control de corriente utilizadas, la MBPC + SVPWM⁴ que es continua⁵ y el MBPC que es discontinua⁶. Se considera que es aplicada a la carga una corriente de referencia sinusoidal de 1.5 A de amplitud y 50 Hz de frecuencia eléctrica. Se asume que el sistema trifásico se encuentra operando en régimen permanente cuando es sometido a un cambio en las referencias de corriente en el sub-espacio $(\alpha - \beta)$ de 1.5 a 3.5 A de amplitud y fase.

⁴SVPWM, por sus siglas en inglés, *Space vector PWM*.⁵Técnica continua: se produce conmutación en cada instante de muestreo.⁶Técnica discontinua: se desconoce la frecuencia de conmutación.

5. Conclusión

18

La Figura 19 (a) muestra el seguimiento de corriente obtenido a partir del control discontinuo MBPC, mientras que en la Figura 19 (b) se muestra los resultados obtenidos a partir del control continuo MBPC combinado con una estrategia de modulación, cuyo diagrama en bloque se muestra en la Figura 18 (a). Como puede apreciarse en ambos casos la corriente medida converge al valor de referencia. Por otro lado, en las Figura 19 (c) y (d) se muestran el porcentaje de distorsión total armónica (THD, por sus siglas en inglés) medida con respecto a la frecuencia fundamental (50 Hz), cuantificada si se tiene en cuenta dos ciclos de la corriente *alfa* medida. En este contexto puede apreciarse como la técnica de control continua introduce mejoras si se tiene en cuenta la THD, lograda a costa del incremento en la frecuencia de conmutación de los interruptores de potencia.

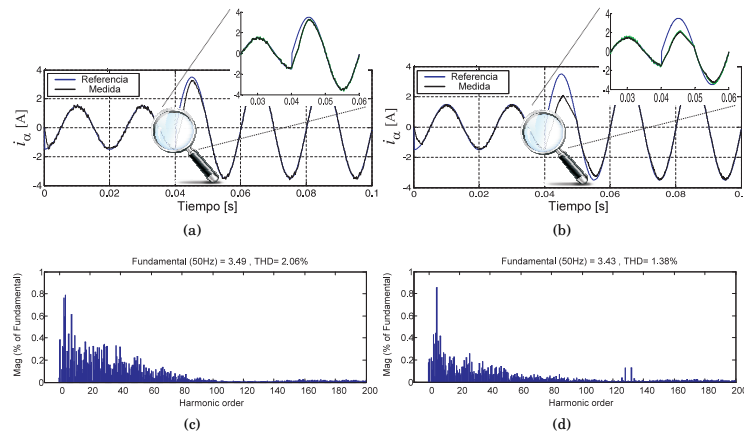


Figura 19: Resultados del control de corriente aplicado al lado de la red, la predicción de la corriente *alfa*, se muestra en la parte superior (en forma ampliada y de color verde). (a) Técnica de control discontinua MBPC. (b) Técnica de control continua MBPC + SVPWM. Distorsión armónica de la corriente *alfa*, para dos ciclos en régimen permanente sinusoidal. (d) Control MBPC.

5. Conclusión

En este trabajo se ha propuesto nuevos enfoques para sistemas de generación distribuida basadas en fuentes potenciales de energías renovables en Paraguay, en este contexto se ha abordado por un lado, el desarrollo, la implementación y la puesta a punto de un sistema de generación basado la energía eólica cuya principal aportación constituye el uso de generadores de inducción multifásicos como solución avanzada con respecto a los sistemas trifásicos reportados actualmente en la literatura, proponiendo además nuevas estructuras de control, evaluando las prestaciones del sistema eólico multifásico tanto a nivel teórico como a nivel experimental y por otro lado el diseño y la implementación de un novedoso sistema de generación basado en la energía solar fotovoltaica a través del diseño de una estructura soporte de dos grados de libertad, cuya ventaja principal radica en la simplicidad del diseño y la robustez comparada con la solución convencional de potencia nominal equivalente si se tiene en cuenta factores climáticos como la resistencia al viento. En ambos sistemas se han propuesto algoritmos de control cuyas consignas se han centrado en alcanzar el MPPT que garantiza la máxima entrega de energía a la carga. Finalmente siendo coherente con la filosofía asociada a la generación distribuida se ha presentado la integración de los sistemas propuestos a través de una estructura de control de corriente basada en dos técnicas de control (continua y discontinua) que se pretende sea el punto de partida para futuras implementaciones a nivel experimental, orientadas a la eficiencia energética con respecto a la reducción de armónicos, sincronización y conexión a red.

BIBLIOGRAFÍA

- [NU, 1998] Naciones Unidas (1998). Protocolo de Kyoto. *Convención marco de las Naciones Unidas sobre el cambio climático*, URL, <http://unfccc.int/resource/docs/convkp/kpspan.pdf>
- [Greenpeace, 2007] Greenpeace (2007). Greenpeace. *[r]evolución energética, perspectiva mundial de la energía renovable*, URL, http://www.greenpeace.org/espana/Global/espana/report/cambio_climatico/r-evoluci-n-energetica-persp.pdf
- [VMME, 2005] VMME (2005). Vice Ministerio de Minas y Energías. *Energías Renovables y Medio Ambiente*, URL, http://www.crecerconenergia.net/archivos/PDF/pep_13VIIener_renovab.PDF
- [VMME PESE, 2005] VMME (2005). Vice Ministerio de Minas y Energías. *El Plan Estratégico del Sector Energético*, URL, http://www.crecerconenergia.net/archivos/PDF/pep_15IXplan_estrateg.PDF
- [Levi, 2008] Levi, E. (2008). Guest Editorial. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 55, No. 5, (May 2008) page numbers (1891-1892), ISSN 0278-0046
- [Zhao, 1995] Zhao Y. & Lipo, T. (1995). Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, No. 5, (October 1995) page numbers (1100-1109), ISSN 0093-9994
- [Ong, 1997] C.M. Ong, "Indirect Field Orientation Methods", Dynamic Simulation of Electric Machinery Using MatLab/Simulink, Prentice Hall, 1997.
- [Larard, 1998] Larard, E. (1998). Tesis de grado. *Department of Electrical and Computer Engineering, University of Queensland*, (May 1998)
- [Hamilton, 1998] Hamilton, S. (1998). Tesis de grado. *Department of Electrical and Computer Engineering, University of Queensland*, (June 1998)
- [Argeseanu et al., 2010] Argeseanu, A., Ritchie, E. & Leban, K. (2010). New Low Cost Structure for Dual Axis Mount Solar Tracking System Using Adaptive Solar Sensor. *International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, (May 2010) page numbers (1109 - 1114), ISSN 1842-0133
- [CFE, 2008] Comisión Federal de Electricidad, Instituto de Investigaciones Eléctricas (2008). *Manual de diseño de obras civiles: Diseño por viento*, URL, <http://www.mediafire.com/?mijonmx2zo0>
- [INTN, 1992] Instituto Nacional de Tecnología y Normalización - INTN - (1992). *Norma Paraguaya 30-001-92: Acción del viento en las construcciones*, disponible en la biblioteca del INTN.
- [Krause, 1995] Krause, P.C. (1995). Analysis of electric machinery. *McGraw-Hill Book Company, Technology and Industrial Arts*
- [Slootweg et al., 2003] Slootweg, J.G.; de Haan, S.W.H.; Polinder, H. & Kling, W.L. (2003). General model for representing variable speed wind turbines in power system dynamics simulations. *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 18, No. 1, (Feb 2003) page numbers (144-151), ISSN 0885-8950
- [Barrero et al., 2009] Barrero, F.; Arahal, M.; Gregor, R.; Toral, S. & Durán, M. (2009). A proof of concept study of predictive current control for VSI driven asymmetrical dual three-phase AC machines. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 6, (June 2009) page numbers (1937-1954), ISSN 0278-0046
- [Barrero et al., 2011] Barrero, F.; Prieto, J.; Levi, E.; Gregor, R.; Toral, S.; Durán, M. & Jones, M. (2011). An Enhanced Predictive Current Control Method for Asymmetrical SixPhase Motor Drive. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 8, (Aug. 2011) page numbers (3242-3252), ISSN 0278-0046
- [Rodríguez et al., 2012] J. Rodríguez y P. Cortés, "Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives", Wiley-IEEE Press, 2012, ISBN: 978-1-1199-6398-1.

Efficiency Analysis of Reduced-Order Observers Applied to the Predictive Current Control of Asymmetrical Dual Three-Phase Induction Machines

J. Rodas*, *Member, IEEE*, R. Gregor*, *Member, IEEE*, M. Rivera[†], *Member, IEEE*, Y. Takase* and M. Arzamendia*

*Department of Power and Control Systems, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

[†]Department of Industrial Technologies, Universidad de Talca, Chile

[jrodas, rgregor]@ing.una.py, marcoriv@utalca.cl, [takase, marzamendia]@ing.una.py

Abstract—This paper presents an analysis of two different model-based predictive control (MBPC) algorithms applied to the current regulation of dual three-phase induction machine (DTPIM). These algorithms are implemented by simulations using the concept of reduced-order observers to estimate the rotor currents. A comparative analysis of the performance of the proposed control techniques are evaluated using the Luenberger Observer (LO) and the optimal estimator based on Kalman Filter (KF). The results obtained through simulations are compared with the reference obtained by the conventional solution in which the rotor currents as opposed to being estimated are calculated from the dynamic equations of the machine. These results validate the excellent dynamic performance and the efficiency of the proposed methods.

Keywords—Model-based predictive control (MBPC), Kalman Filter (KF), Luenberger Observer (LO), dual three-phase induction machine (DTPIM).

I. INTRODUCTION

The model-based predictive control techniques have been recently applied with success in the fields of power electronics, particularly in the current control which are widely applied in AC multiphase electrical drives [1]-[2]. Different comparative advantages regarding the developed conventional solutions, such as, hysteresis current control, pulse-width modulation (PWM) and/or space-vectors control have been reported in the literature. They are the flexibility offered by the MBPC techniques to be able to define different control criteria changing only a cost function and the ability to include restrictions in the control scheme. The most important characteristics of these justify their use in applications related to the current control of multiphase drives [4], [5]. MBPC is based on a model of the real system, also called “predictive model”, used to predict its future state evolutions. This prediction is carried out for each possible voltage source inverter (VSI) switching states to determine through an optimization process which one minimizes a defined cost function. The optimization is done by exhaustive search over all possible realizations of the control action. This guarantees optimality but requires a high computational cost; however the increase in computing power of devices, like digital signal controller (DSC), makes possible the implementation of the MBPC approach for controlling modern multiphase AC machines [4].

Different types of multiphase machines have been recently developed mainly for high power applications where the increase of the number of phases enables reduction of power per phase, which leads to a reduction of the power per inverter leg. Often the multiphase machines can be classified

according to the phase numbers in 5-phases, 6-phases, 9-phases, etc., and by the spatial distribution of the phases within the stator winding in symmetrical or asymmetrical [6]. Among these multiphase machines, those with multiple three phase windings are most frequently discussed because the modular three-phase structures allow the use of the well-established three-phase technology [7]. In fact, the MBPC control in VSI-fed asymmetrical dual three-phase induction machines (30° spatial shift between the two three-phase stator windings, with isolated neutral points) is usually based on the multidimensional extension of three-phase model based predictive current controllers [8].

In this work the predictive model of the DTFIM is obtained from the vector space decomposition (VSD) approach using the state-space representation method where the two state variables are the stator and rotor currents. As the rotor currents are not measurable parameters these must be estimated. This article hence focuses in the efficiency analysis of the MBPC techniques using the Luenberger Observer and the optimal estimator based on Kalman Filter. The results obtained through simulations are compared with the reference obtained by the conventional solution in which the rotor currents as opposed to being estimated are calculated from the dynamic equations of the machine. This paper is organized as follows: Section II introduces the dynamic equations of the DTFIM based on the VSD approach. The development of the predictive model and the reduced-order estimators are provided in Section III. Next, simulation results are given in Section IV, where the performance of several different operating points are compared in order to validate the dynamic performance of the proposed control methods. Finally, concluding remarks are summarized in Section V.

II. THE DTFIM MODEL

The DTFIM is a continuous system which can be described in phase variables, by a set of differential equations using the conventional theory of electrical machines where the two sets of three-phase stator winding can be supply by two independent VSI as shown in Fig.1. The machine model can be simplified using the VSD theory leads to the decomposition of the six-dimensional space of a six-phase machine into a sub space involved in the energy conversion process ($\alpha - \beta$) and other sub spaces that only generate losses in the stator of the machine ($x - y$) and ($z_1 - z_2$), respectively [9]. This decomposition can be carried out by using an amplitude invariant criterion which leads to the following transformation matrix:

$$\mathbf{T} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & 0 & \frac{1}{2} & 0 & \frac{1}{2} & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

From the VSD approach, the following conclusions should be emphasized:

- 1) The electromechanical energy conversion variables are mapped to the $(\alpha - \beta)$ sub-space. Therefore, the fundamental supply component as well as the supply harmonics of order $12n \pm 1$ ($n = 1, 2, 3, \dots$), are represented in this sub-space.
- 2) The current components in the $(x - y)$ sub-space do not contribute to the airgap flux and are limited only by the stator resistance and stator leakage inductance. These components represent the supply harmonics of the order $6n \pm 1$ ($n = 1, 3, 5, \dots$) and only produce losses, so consequently they should be controlled to be as small as possible.
- 3) The voltage vectors in the $(z_1 - z_2)$ are zero due to the separated neutrals configuration of the machine.

The VSI with isolated neutrals is depicted in Fig. 1, being the gating signal represented by $[S_a, \dots, S_f]$ and their complementary values by $[\bar{S}_a, \dots, \bar{S}_f]$, where $S_i \in \{0, 1\}$. The discrete nature of the VSI with a total number of $2^6 = 64$ different switching states defined by six switching functions corresponding to the six inverter legs and the DC link (Vdc), define the phase voltages which can be mapped in the $(\alpha - \beta) - (x - y)$ according to the VSD approach. Fig. 2 shows the active vectors in the $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ sub-spaces, where each switching vector state is identified using the switching function by two octal numbers corresponding to the binary numbers $[S_a S_b S_c]$ and $[S_d S_e S_f]$, respectively. Stator voltages are related to the input control signals through the VSI model. An ideal inverter converts gating signals into

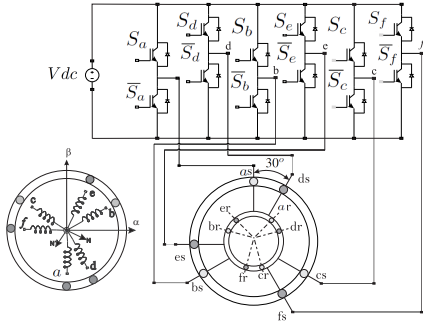


Fig. 1. A general scheme of a VSI drive for an asymmetrical DTFIM.

stator voltages that can be projected to $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ sub-spaces and gathered in a row vector $\mathbf{U}_{\alpha\beta xy s}$ computed as:

$$\mathbf{U}_{\alpha\beta xy s} = [u_{\alpha s}, u_{\beta s}, u_{xs}, u_{ys}, 0, 0]^T = V_{dc} \cdot \mathbf{T} \cdot \mathbf{M}, \quad (2)$$

where $(^T)$ indicates the transposed matrix and \mathbf{M} represents the model of the VSI that can be expressed as function to the switching vectors as follow:

$$\mathbf{M} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 2 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 2 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{S}^T. \quad (3)$$

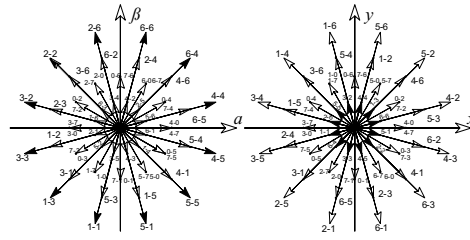


Fig. 2. Voltage space vectors and switching states in the $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ sub-spaces for a six-phase asymmetrical VSI.

As shown in Fig. 2 the 64 possible voltage vectors lead to only 49 different vectors in the $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ sub-spaces.

Applying the transformation matrix the mathematical model of the DTFIM can be written using the state-space (SS) representation from:

$$[\mathbf{u}]_{\alpha\beta} = [\mathbf{G}] \frac{d}{dt} [\mathbf{x}]_{\alpha\beta} + [\mathbf{F}] [\mathbf{x}]_{\alpha\beta}, \quad (4)$$

where $[\mathbf{u}]_{\alpha\beta} = [u_{\alpha s} \ u_{\beta s} \ 0 \ 0]^T$ represents the input vector, $[\mathbf{x}]_{\alpha\beta} = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ i_{\alpha r} \ i_{\beta r}]^T$ denotes the state vector, $[\mathbf{F}]$ and $[\mathbf{G}]$ are matrices that define the dynamics of the drive that for the particular case of the DTFIM are represented as follows:

$$[\mathbf{F}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r \cdot L_m & R_r & \omega_r \cdot L_r \\ -\omega_r \cdot L_m & 0 & -\omega_r \cdot L_r & R_r \end{bmatrix}, \quad (5)$$

$$[\mathbf{G}] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix}, \quad (6)$$

where R_s and R_r are the stator and rotor resistance, ω_r is the rotor angular speed, $L_s = L_{ls} + L_m$, $L_r = L_{lr} + L_m$ and L_m are the stator, rotor and magnetizing inductances, respectively. For a machine with P poles, the mechanical part of the drive is given by the following equations:

$$T_e = 3 \frac{P}{2} (\psi_{\beta r} i_{\alpha r} - \psi_{\alpha r} i_{\beta r}), \quad (7)$$

$$J_i \frac{d}{dt} \omega_r + B_i \omega_r = \frac{P}{2} (T_e - T_L), \quad (8)$$

where T_L denotes the load torque, J_i the inertia, $\psi_{\alpha\beta r}$ the rotor flux and B_i the friction coefficient.

The equations in $(x-y)$ sub-space do not link to the rotor side and consequently do not contribute to the air-gap flux, however, they are an important source of Joule losses. Using the SS representation, these equations can be written as:

$$[\mathbf{u}]_{xy} = \begin{bmatrix} L_{ls} & 0 \\ 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} [\mathbf{i}]_{xy} + \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} [\mathbf{i}]_{xy}, \quad (9)$$

where L_{ls} represents the stator leakage inductance.

III. PREDICTIVE MODEL

Assuming the mathematical model expressed by (4) and using the state variables defined by the vector $[\mathbf{x}]_{\alpha\beta}$, it can be defined as follows:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= c_3 (R_r x_3 + \omega_r x_4 L_r + \omega_r x_2 L_m) + c_2 (u_{\alpha s} - R_s x_1), \\ \dot{x}_2 &= c_3 (R_r x_4 - \omega_r x_3 L_r - \omega_r x_1 L_m) + c_2 (u_{\beta s} - R_s x_2), \\ \dot{x}_3 &= c_4 (-R_r x_3 - \omega_r x_4 L_r - \omega_r x_2 L_m) + c_3 (-u_{\alpha s} + R_s x_1), \\ \dot{x}_4 &= c_4 (-R_r x_4 + \omega_r x_3 L_r + \omega_r x_1 L_m) + c_3 (-u_{\beta s} + R_s x_2), \end{aligned} \quad (10)$$

where c_i ($i = 1, 2, 3, 4$) are constants defined as:

$$c_1 = L_s L_r - L_m^2, \quad c_2 = \frac{L_r}{c_1}, \quad c_3 = \frac{L_m}{c_1}, \quad c_4 = \frac{L_s}{c_1}. \quad (11)$$

This set of differential equations can be represented in the state-space form as follows:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}}(t) &= f(\mathbf{X}(t), \mathbf{U}(t)), \\ \mathbf{Y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{X}(t), \end{aligned} \quad (12)$$

with state vector $\mathbf{X}(t) = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T$, input vector $\mathbf{U}(t) = [u_{\alpha s}, u_{\beta s}]$ and output vector $\mathbf{Y}(t) = [x_1, x_2]^T$. The components of the vectorial function f and matrix \mathbf{C} are obtained in a straightforward manner from (10) and the definitions of state and output vector.

Model (12) can be discretized in order to be used for the predictive controller using the forward difference approximation method of the first derived, also known as the forward Euler method. Thus, a prediction of the future next-sample state $\hat{\mathbf{X}}(k+1|k)$ is expressed as:

$$\hat{\mathbf{X}}(k+1|k) = \mathbf{X}(k) + T_m f(\mathbf{X}(k), \mathbf{U}(k)), \quad (13)$$

where (k) is the current sample and T_m the sampling time.

In the SS description (13), currents and voltages of the stator and the mechanical speed are measurable variables, however, the rotor currents can not be measured directly. This difficulty can be overcome by means of estimating the rotor current using the reduced-order estimators concept.

A. The estimator based on the state variables (SV)

The state variables evolution in discrete time can be represented using the following equations:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{X}}_a(k+1) \\ \hat{\mathbf{X}}_b(k+1) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{A}}_{11} & \bar{\mathbf{A}}_{12} \\ \bar{\mathbf{A}}_{21} & \bar{\mathbf{A}}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_a(k) \\ \mathbf{X}_b(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{B}}_1 \\ \bar{\mathbf{B}}_2 \end{bmatrix} \mathbf{U}_{\alpha\beta s}, \\ \mathbf{Y}(k) &= \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{I}} & \bar{\mathbf{O}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_a(k) \\ \mathbf{X}_b(k) \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (14)$$

$\mathbf{X}_a = [i_{\alpha s}(k) \ i_{\beta s}(k)]^T$ is the vector directly measured which is \mathbf{Y} , $\mathbf{X}_b = [i_{\alpha r}(k) \ i_{\beta r}(k)]^T$ is the remaining portion to be estimated, $\bar{\mathbf{I}}$ represents the identity matrix, $\bar{\mathbf{A}}$ and $\bar{\mathbf{B}}$ are matrices whose components obtained in [10]. The prediction of the stator currents can be calculated as follows:

$$\begin{aligned} \hat{i}_{\alpha s}(k+1|k) &= (1 - T_m c_2 R_s) i_{\alpha s}(k) + T_m c_3 L_m \omega_r(k) i_{\beta s}(k) + T_m c_2 u_{\alpha s}(k) + T_m c_3 \xi_{\alpha s}(k), \end{aligned} \quad (15)$$

where $\xi_{\alpha s}(k) = (R_r i_{\alpha r}(k) + L_r \omega_r(k) i_{\beta r}(k))$.

On the other hand, the quadrature current can be written as follows:

$$\begin{aligned} \hat{i}_{\beta s}(k+1|k) &= -T_m c_3 L_m \omega_r(k) i_{\alpha s}(k) + (1 - T_m c_2 R_s) i_{\beta s}(k) + T_m c_2 u_{\beta s}(k) + T_m c_3 \xi_{\beta s}(k), \end{aligned} \quad (16)$$

where $\xi_{\beta s}(k) = (R_r i_{\beta r}(k) + L_r \omega_r(k) i_{\alpha r}(k))$.

It can be seen from the above equations that the prediction of the stator currents have a measurable ($m(k) = [m_{\alpha}(k), m_{\beta}(k)]$) and unmeasured ($e(k) = [e_{\alpha}(k), e_{\beta}(k)]$) parts. Assuming this, the prediction equations can be rewritten as follows:

$$\hat{i}_{\alpha s}(k+1|k) = m_{\alpha}(k) + e_{\alpha}(k), \quad (17)$$

$$\hat{i}_{\beta s}(k+1|k) = m_{\beta}(k) + e_{\beta}(k), \quad (18)$$

where:

$$m_{\alpha}(k) = (1 - T_m c_2 R_s) i_{\alpha s}(k) + T_m c_3 L_m \omega_r(k) i_{\beta s}(k) + T_m c_2 u_{\alpha s}(k), \quad (19)$$

$$m_{\beta}(k) = -T_m c_3 L_m \omega_r(k) i_{\alpha s}(k) + (1 - T_m c_2 R_s) i_{\beta s}(k) + T_m c_2 u_{\beta s}(k), \quad (20)$$

$$e_{\alpha}(k) = T_m c_3 \xi_{\alpha s}(k), \quad (21)$$

$$e_{\beta}(k) = T_m c_3 \xi_{\beta s}(k). \quad (22)$$

Analyzing (17) and (18), which establish a prediction of the stator currents in the $(\alpha - \beta)$ sub-space for a $(k+1)$ sampling time using the measurements of the (k) sampling time, it can be noted that the term $m(k)$ contains measurable variables, such as stator currents, rotor speed and the stator voltages, while the term $e(k)$ contains unmeasurable variables of the asymmetrical DTFIM, for this particular case are the rotor currents in the $(\alpha - \beta)$ sub-space. Consequently, to solve the equations is necessary to obtain an estimate of the value of $\hat{e}(k|k)$, since the rotor currents are not measurable states of the system. This can be solved using (23) and (24):

$$\hat{e}_{\alpha}(k|k) = \hat{e}_{\alpha}(k-1) = i_{\alpha s}(k) - m_{\alpha}(k-1), \quad (23)$$

$$\hat{e}_\beta(k|k) = \hat{e}_\beta(k-1) = i_{\beta s}(k) - m_\beta(k-1). \quad (24)$$

Considering null initial conditions $\hat{e}_\alpha(0) = 0$ and $\hat{e}_\beta(0) = 0$, the estimated portion that represented the rotor currents can be calculated from a recursive formula given by:

$$\hat{e}_\alpha(k|k) = \hat{e}_\alpha(k-1) + (i_{\alpha s}(k) - \hat{i}_{\alpha s}(k-1)), \quad (25)$$

$$\hat{e}_\beta(k|k) = \hat{e}_\beta(k-1) + (i_{\beta s}(k) - \hat{i}_{\beta s}(k-1)). \quad (26)$$

B. The estimator based on a Luenberger Observer

The dynamics of the unmeasured part of the state vector of (14) is described as:

$$\mathbf{X}_b(k+1) = \bar{\mathbf{A}}_{22}\mathbf{X}_b(k) + \bar{\mathbf{A}}_{21}\mathbf{X}_a(k) + \bar{\mathbf{B}}_2\mathbf{U}_{\alpha\beta s}, \quad (27)$$

where the last two terms are known and can be considered as an input for the \mathbf{X}_b dynamics. The \mathbf{X}_a part may be expressed as:

$$\mathbf{X}_a(k+1) = \bar{\mathbf{A}}_{11}\mathbf{X}_a(k) + \bar{\mathbf{B}}_1\mathbf{U}_{\alpha\beta s} = \bar{\mathbf{A}}_{12}\mathbf{X}_b(k). \quad (28)$$

Note that (28) represents a relationship between a measured quantity on the left and the unknown state vector on the right. Assuming this, the equation (27) can be rewritten as follows:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}_b(k+1) &= (\bar{\mathbf{A}}_{22} - \mathbf{K}_l\bar{\mathbf{A}}_{12})\hat{\mathbf{X}}_b(k) + \mathbf{K}_l\mathbf{Y}(k+1) + \\ &(\bar{\mathbf{A}}_{21} - \mathbf{K}_l\bar{\mathbf{A}}_{11})\mathbf{Y}(k) + (\bar{\mathbf{B}}_2 - \mathbf{K}_l\bar{\mathbf{B}}_1)\mathbf{U}_{\alpha\beta s}(k), \end{aligned} \quad (29)$$

where \mathbf{K}_l is the Luenberger gain matrix. Therefore, (28) and (29) describe the dynamics of the reduced-order estimators for Luenberger Observer [11].

C. The estimator based on a Kalman Filter

Considering uncorrelated process and measurement Gaussian noises, (14) can be also written as follows:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}(k+1|k) &= \bar{\mathbf{A}}\mathbf{X}(k) + \bar{\mathbf{B}}\mathbf{U}(k) + \mathbf{H}\varpi(k), \\ \mathbf{Y}(k) &= \mathbf{C}\mathbf{X}(k) + \nu(k), \end{aligned} \quad (30)$$

where \mathbf{H} is the noise weight matrix, $\varpi(k)$ is the noise matrix of the system model (process noise) and $\nu(k)$ is the matrix noise of measurement. The covariance matrices R_ϖ and R_ν of these noises are defined as:

$$\begin{aligned} R_\varpi &= \text{cov}(\varpi) = E\{\varpi \cdot \varpi^T\}, \\ R_\nu &= \text{cov}(\nu) = E\{\nu \cdot \nu^T\}, \end{aligned} \quad (31)$$

where $E\{\cdot\}$ denotes the expected value. Thus, the dynamics of the reduced-order estimator equations are:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}_b(k+1|k) &= (\bar{\mathbf{A}}_{22} - \mathbf{K}_k\bar{\mathbf{A}}_{12})\hat{\mathbf{X}}_b(k) + \mathbf{K}_k\mathbf{Y}(k+1) + \\ &(\bar{\mathbf{A}}_{21} - \mathbf{K}_k\bar{\mathbf{A}}_{11})\mathbf{Y}(k) + (\bar{\mathbf{B}}_2 - \mathbf{K}_k\bar{\mathbf{B}}_1)\mathbf{U}_{\alpha\beta s}(k), \end{aligned} \quad (32)$$

where \mathbf{K}_k represents the KF gain matrix that is calculated at each sampling time in a recursive manner from the covariance of the noises as:

$$\mathbf{K}_k(k) = \mathbf{\Gamma}(k) \cdot \mathbf{C}^T R_\nu^{-1}, \quad (33)$$

where $\mathbf{\Gamma}$ is the covariance of the new estimation, as a function of the old covariance estimation (φ) as follows:

$$\mathbf{\Gamma}(k) = \varphi(k) - \varphi(k) \cdot \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \cdot \varphi(k) \cdot \mathbf{C}^T + R_\nu)^{-1} \cdot \mathbf{C} \cdot \varphi(k). \quad (34)$$

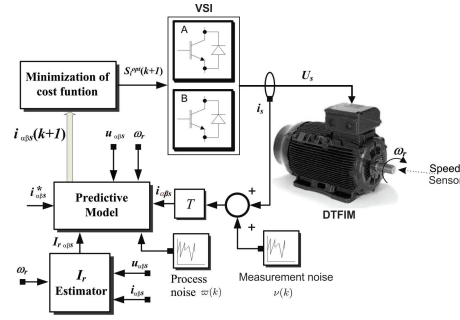


Fig. 3. Proposed predictive current control technique for the asymmetrical DTFIM.

From the state equation, which includes the process noise, it is possible to obtain a correction of the covariance of the estimated state as:

$$\varphi(k+1) = \mathbf{A}\mathbf{\Gamma}(k) \cdot \mathbf{A}^T + \mathbf{H}R_\varpi \cdot \mathbf{H}^T, \quad (35)$$

this completes the required relations for the optimal state estimation. Thus \mathbf{K}_k provides the minimum estimation errors, given a knowledge of the process noise magnitude (R_ϖ), the measurement noise magnitude (R_ν) and the covariance initial condition ($\varphi(0)$) [12].

D. Cost function

The cost function is defined as follows:

$$\begin{aligned} J &= \|\hat{e}_{i\alpha s}(k+1)\|^2 + \|\hat{e}_{i\beta s}(k+1)\|^2, \\ \|\hat{e}_{i\alpha s}(k+1)\| &= \|i_{\alpha s}^*(k+1) - \hat{i}_{\alpha s}(k+1)\|, \\ \|\hat{e}_{i\beta s}(k+1)\| &= \|i_{\beta s}^*(k+1) - \hat{i}_{\beta s}(k+1)\|, \end{aligned} \quad (36)$$

where $\|\cdot\|$ denotes vector module, $i_s^*(k+1)$ and $\hat{i}_s(k+1)$ are vectors which contain the references and the predictions of the stator currents, respectively. The predictions are based on the current states and control efforts. Other cost functions can be used for instance to control currents in $(x-y)$ sub-space as shown in [13].

E. Optimizer

The optimization is done by exhaustive search over all possible realizations of the control actions. However, for electrical machines, some combinations of gating signals produce the same stator voltages, as shown in Fig. 2. This means that, for prediction purposes, they are equivalent. This reduces the effective number of gating combinations to $\varepsilon = 2^\phi - r$, being r the number of redundant configurations and ϕ the phase numbers of the machine. For the particular case of the DTFIM, assuming the previous consideration the search space for the optimal solution are 49 different vectors (48 active and 1 null). For a generic multi-phase machine, the optimization algorithm produces the optimum gating signal combination (S^{opt}) as follows:

Algorithm 1 Optimization algorithm

```

 $J_o := \infty$ ,  $i := 1$ .
while  $i \leq \varepsilon$  do
   $\mathbf{S}_i \leftarrow \mathbf{S}_{i,j} \forall j = 1, \dots, \phi$ .
  comment: Compute stator voltages. Eq. (2).
  comment: Compute the prediction of the states. Eq. (13).
  comment: Compute the cost function. Eq. (36).
  if  $J < J_o$  then
     $J_o \leftarrow J$ ,  $\mathbf{S}^{opt} \leftarrow \mathbf{S}_i$ .
  end if
   $i := i + 1$ .
end while

```

Algorithms 2 and 3 show the pseudocode for the particular case of the proposed estimation methods, the LO and KF, respectively.

Algorithm 2 Proposed algorithm for a LO

```

comment: Optimization algorithm.
 $J_o := \infty$ ,  $i := 1$ 
while  $i \leq \varepsilon$  do
   $\mathbf{S}_i \leftarrow \mathbf{S}_{i,j} \forall j = 1, \dots, \phi$ 
  Compute stator voltages. Eq. (2).
  Compute the prediction of the measurement states. Eqs. (27)-(28) assuming null initial conditions  $\hat{\mathbf{X}}_b(0) = 0$ .
  Compute the cost function. Eq. (36).
  if  $J < J_o$  then
     $J_o \leftarrow J$ ,  $\mathbf{S}^{opt} \leftarrow \mathbf{S}_i$ 
  end if
   $i := i + 1$ 
end while
Compute the prediction for  $\hat{\mathbf{X}}_b(k+1)$  by using Eq. (29).

```

Algorithm 3 Proposed algorithm for a KF

```

Compute the covariance matrix. Eq. (34).
Compute the Kalman Filter gain matrix. Eq. (33).
comment: Optimization algorithm.
 $J_o := \infty$ ,  $i := 1$ 
while  $i \leq \varepsilon$  do
   $\mathbf{S}_i \leftarrow \mathbf{S}_{i,j} \forall j = 1, \dots, f$ 
  Compute stator voltages. Eq. (2).
  Compute the prediction of the measurement state. Eq. (30).
  Compute the cost function. Eq. (36).
  if  $J < J_o$  then
     $J_o \leftarrow J$ ,  $\mathbf{S}^{opt} \leftarrow \mathbf{S}_i$ 
  end if
   $i := i + 1$ 
end while
Compute the correction for the covariance matrix. Eq. (35).

```

IV. SIMULATION RESULTS AND DISCUSSION

A Matlab/Simulink simulation environment has been designed to model the asymmetrical DTFIM considering the electrical and mechanical parameters that are shown in Table I. Simulations have been performed to show the efficiency

of the proposed control techniques based on reduced-order estimators. Numerical integration using fourth order Runge-Kutta algorithm has been applied to compute the evolution of the state variables step by step in the time domain. A detailed block diagram of the proposed predictive current control technique is provided in Fig. 3.

TABLE I.

Parameter	Symbol	Value
Stator resistance	$\bar{R}_s (\Omega)$	0.500
Rotor resistance	$\bar{R}_r (\Omega)$	0.135
Stator inductance	$\bar{L}_s (H)$	0.111
Rotor inductance	$\bar{L}_r (H)$	0.118
Mutual inductance	$\bar{L}_m (H)$	0.110
Inertia	$J_i (kg.m^2)$	0.098
Pairs of poles	P	3
Friction coefficient	$B (kg.m^2/s)$	0.008
Nominal frequency	$\omega_a (Hz)$	50

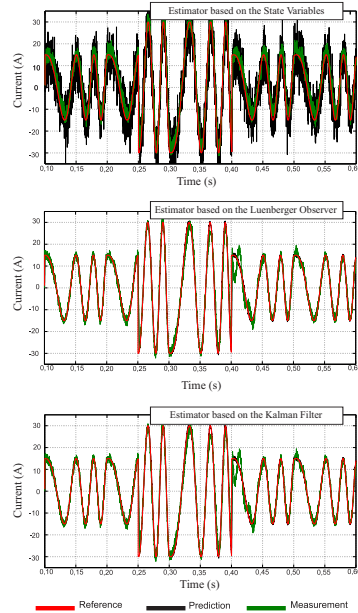


Fig. 4. (a) State Variables, (b) Luenberger Observer and (c) Kalman Filter methods.

The performance has been evaluated in transient operating regime by considering a variable reference currents in amplitude (from 15 A to 30 A at $t = 0.25$ s, and from 30 A to 15 A at $t = 0.40$ s), phase ($\pm\pi/2$ at $t = 0.25$ s and $t = 0.40$ s) and frequency (from 10 Hz to 50 Hz every 0.2 s). Fig. 4 shows the reference (in red color), prediction (in black color) and measurement (in green color) stator currents in stationary reference frame ($i_{\alpha\beta}$). Can be noted in these graphs that the proposed methods (LO and KF) introduce improvements with

respect the current tracking, mainly when they are compared with the control method that avoids the use of rotor current estimators. Under these test conditions, the mean square error (MSE) measured between the reference and measurement currents are 2.7467 A, 1.2868 A and 1.2696 A, for the SV, LO, and KF, respectively.

Moreover, the efficiency of the proposed methods has been analyzed by using different levels of measurement and process noises. Fig. 5 shows the results considering a variable process noise (R_w) and measurement noise (R_v) from 0 to 0.16 A. For the SV approach, the $MSE_{i_{\alpha s}}$ has been quantified in 2.8188 A when $R_w = R_v = 0$ (no noise), while in the case of the LO and KF methods are 1.3763 and 1.3742 A, respectively. For $R_w = R_v = 0.16$ A, the $MSE_{i_{\alpha s}}$ values are: a) (1) 3.0535, b) (1) 1.6371 and c) (1) 1.6271 A. Similar results are provided in β axis, as it can be seen from Fig. 5 (2).

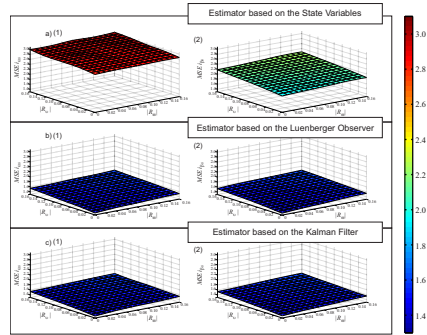


Fig. 5. Performance measured with respect to the MSE of the currents in the $(\alpha - \beta)$ sub-space considering full load conditions using: (a) State Variables, (b) Luenberger Observer and (c) Kalman Filter methods, respectively.

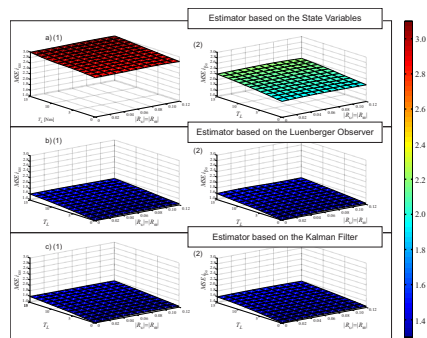


Fig. 6. Performance measured with respect to the MSE of the currents in the $(\alpha - \beta)$ sub-space considering full load conditions using: (a) State Variables, (b) Luenberger Observer and (c) Kalman Filter methods, respectively.

To verify the efficiency of the proposed methods under full load conditions, has been applied a load torque T_L (from 0 to

15 Nm in steps of 1 Nm) considering simultaneously different measurement and process noises $R_w = R_v$ (from 0 to 0.12 A in steps of 0.01 A). Fig. 6 shows the efficiency of each method measured with respect to the MSE between the reference and measured currents in $(\alpha - \beta)$ sub-space. It has been observed that in all simulation points, the Kalman Filter method has the lowest $MSE_{i_{\alpha s}}$, being possible to quantify an mean square error of the stator currents in α axis of 3.0137, 1.5832 and 1.5799 A, for the SV, LO and KF methods, respectively, when are considered the following test conditions; $R_v = R_w = 0.12$ and $T_L = 15$ Nm. A similar analysis was performed for the case of beta current component, obtaining similar results to the above. These simulation results substantiate the expected performance of the proposed algorithms based on reduced-order observers.

V. CONCLUSION

In this paper, an efficiency analysis of two reduced-order observers for rotor current in model-based predictive current control applications of the DTFIM has been presented. The simulation results obtained by different operation points under no-load and full load conditions as well as different measurement and process noises have shown an increase in the efficiency of the proposed current control methods (based on the Kalman Filter and Luenberger Observer) measured with respect to the mean squared error of the stator currents in static reference frame, especially when they are compared with the control method that avoids the use of rotor current estimators. Furthermore, the optimal estimator based on the Kalman Filter achieves better performance than the Luenberger Observer, mainly because it takes into account the effects of the noises in the control structure, recalculating the state feedback matrix at each sampling time recursively given the covariance of the new estimation as a function of the old covariance estimation. These results show that the experimental implementation of these control techniques are feasible and can be applied to the DTFIM to increase the efficiency of the MBPC technique.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the Paraguay Government for the economical support provided by means of a Conacyt Grant (project 10INV13). They also wish to express their gratitude to the anonymous reviewers for their helpful comments and suggestions.

REFERENCES

- [1] M.J. Duran, J. Prieto, F. Barrero, S. Toral, "Predictive Current Control of Dual Three-Phase Drives Using Restrained Search Techniques," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Aug. 2011, Volume: 58, Issue: 8, pp. 3253–3263.
- [2] P. Cortés, M.P. Kazmierkowski, R.M. Kennel, D.E. Quevedo, J. Rodríguez, "Predictive control in power electronics and drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Dec. 2008, Volume: 55, Issue: 12, pp. 4312–4324.
- [3] F. Barrero, J. Prieto, E. Levi, R. Gregor, S. Toral, M.J. Duran, M. Jones, "An Enhanced Predictive Current Control Method for Asymmetrical Sixphase Motor Drive," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Aug. 2011, Volume: 58, Issue: 8, pp. 3242–3252.
- [4] F. Barrero, S. Toral, M.R. Arahal, M.J. Duran, R. Gregor, "A proof of concept study of predictive current control for VSI driven asymmetrical dual three-phase AC machines," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jun. 2009, Volume: 56, Issue: 6, pp. 1937–1954.

- [5] Cheng-Kai Lin, Tian-Hua Liu, Jen-te Yu, Li-Chen Fu, Chieh-Fu Hsiao, "Model-Free Predictive Current Control for Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drives Based on Current Difference Detection Technique," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jun. 2014, Volume: 61, Issue: 2, pp. 667–681.
- [6] E. Levi, "Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jun. 2008, Volume: 55, Issue: 5, pp. 1893–1909.
- [7] H.S. Che, E. Levi, M. Jones, W. Hew, N.A. Rahim, "Current Control Methods for an Asymmetrical Six-Phase Induction Motor Drive," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jan. 2014, Volume: 29, Issue: 1, pp. 407–417.
- [8] R. Gregor, J. Rodas, "Speed sensorless control of dual three-phase induction machine based on a luenberger observer for rotor current estimation," in *38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON 2012)*, Oct. 2012, pp. 3653–3658.
- [9] Y. Zhao and T.A. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, Sep./Oct. 1995, Volume: 31, Issue: 5, pp. 1100–1109.
- [10] R. Gregor, "The Asymmetrical Dual Three-Phase Induction Machine and the MBPC in the Speed Control," in *Induction Motors - Modelling and Control*, ISBN: 978-953-51-0843-6, DOI: 10.5772/50559, 2012, InTech, pp. 385–400. Available from: <http://www.intechopen.com/books/induction-motors-modelling-and-control/the-asymmetrical-dual-three-phase-induction-machine-and-the-mbpc-in-the-speed-control>
- [11] G. Franklin, J.D. Powell, M.L. Workman, "Estimator Design," in *Digital Control of Dynamic Systems*, 3th ed. California: Addison-Wesley, 1998, pp. 299–300.
- [12] G. Franklin, J.D. Powell, M.L. Workman, "Optimal Estimator," in *Digital Control of Dynamic Systems*, 3th ed. California: Addison-Wesley, 1998, pp. 389–391.
- [13] F. Barrero, M.R. Arahal, R. Gregor, S. Toral, M.J. Durán, "A Proof of Concept Study of Predictive Current Control for VSI-Driven Asymmetrical Dual Three-Phase AC Machines," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jun. 2009, Volume: 56, Issue: 6, pp. 1937–1954.

A Comparative Study of Reduced Order Estimators Applied to the Speed Control of Six-Phase Generator for a WT Applications

J. Rodas*, *Member, IEEE*, R. Gregor*, *Member, IEEE*, Y. Takase*, H. Moreira* and M. Rivera†, *Member, IEEE*

*Department of Power and Control Systems, Facultad de Ingeniería, Universidad Nacional de Asunción, Paraguay

†Department of Industrial Technologies, Universidad de Talca, Chile

E-mail address: jrodas@ing.una.py (Jorge Rodas)

Abstract—This article considers the speed control of asymmetrical dual three-phase generator by using an inner loop of Model Based Predictive Control (MBPC) to predict the effects of future control actions on the state variables. In order to achieve this goal, the algorithm uses both a Luenberger Observer and a Kalman Filter with the purpose of estimating the rotor currents. Thereafter, the speed control is used to reach the Maximum Power Point Tracking (MPPT), which ensures that it is delivered to the load. Finally, a comparison of the efficiency of the MBPC when considering the rotor current estimators and when they are used an estimator based on the state space representation.

Keywords—Kalman filter, Luenberger observer, asymmetrical dual three-phase generator.

I. INTRODUCTION

A very active research area focuses in use of the Multiphase Wind Generator (MWG) and the development of speed control techniques to a wide range of wind speeds, to enable them to operate at their maximum power coefficients, allowing to obtain a larger energy captured from the wind than the conventional case [1], [2]. In particular, multiphase generator with multiple three-phase windings are very convenient for Wind Turbine (WT) and several studies, employing asymmetrical six-phase generator [3], have been conducted recently. The main reasons of multiphase choice for WT are the possibility to split the power and the current between a higher number of phases, allowing the per-phase inverter power rating reduction. Furthermore, this configuration guarantees WT working continuity, even in presence of phase and/or inverter faults. Hence, the use of multiphase electrical drives in WT should enable to increase the reliability, the working time and, consequently, the annual energy yield, determining a reduction in the maintenance cost [4], [5].

In multiphase generator, the two-level voltage-source-inverter (VSI)-fed dual three-phase induction generator with two sets of three-phase stator windings spatially shifted by 30 electrical degrees and isolated neutral points is probably one of the most widely discussed topologies [6]. Generally speaking, the most used methods for controlling the speed of asymmetrical dual three-phase induction generator are the direct torque control (DTC) and the vector control using an inner loop current control. In fact, the current control in VSI-fed dual three-phase induction generator is usually based on the multidimensional extension of three-phase current controllers [7], coping with unbalanced currents, drive asymmetries and large harmonic currents [6]. MBPC is based on a model of the real system, also called “predictive model”, used to predict its future state evolution. This prediction is carried out for each possible VSI switching vector to determine which

one minimizes a defined cost function. Although MBPC is a well established control discipline, its applicability to fast processes, like electromechanical drives, is limited due to the use of its high computational cost [8]. Nevertheless, the increase in computing power of microprocessors has recently made MBPC plausible for controlling conventional three-phase power converter and electrical drives.

This paper considers the speed control of asymmetrical dual three-phase generator by using an inner loop of predictive current control based on the model, to predict the effects of future control actions on the state variables. For this reason, the proposed algorithm uses reduced order estimators with the purpose of estimating the rotor currents, which are a Luenberger Observer and a Kalman Filter. Thereafter the rotor currents estimated are used to determine the speed of the generator. The performance of the proposed control technique of asymmetrical dual three-phase generator is studied for no-load as well as full load operation.

II. MODELING OF THE PROPOSED WIND GENERATOR

Fig. 1 shows the scheme of the wind generator which is based on a prototype described in [9]. In order to emulate the behavior of the wind turbine, and assuming that the goal of the speed control loop is to efficiently control the speed of rotation, it is presented the mathematical model and simulation of the turbine. For the particular case of the wind turbine, the mechanical power extracted from the wind can be modeled by the following equation [10]:

$$P_m = \frac{1}{2} \rho A v^3 C_p(\beta, \lambda), \quad (1)$$

where P_m represents the captured power [W]; ρ the air density [Kg/m^3]; A the wind turbine swept area [m^2] and v the wind speed [m/s]. C_p represents the power coefficient of the turbine as function of the blade pitch angle β [degrees] and a dimensionless parameter λ which defines the relation between the rotational lineal speed of the turbine and the wind speed, as the following equation: $\lambda = \frac{R_t \omega_t}{v}$ where R_t and ω_t represents the turbine radius [m] and the turbine angular velocity [rad/s], respectively. It is noticeable that, if we want to maximize the captured power, it should be maintained C_p in its maximum value. A numerical approximation of the power coefficient for the wind turbine is given by the following equation [10]:

$$C_p(\beta, \lambda) = 0.73 \left(\frac{151}{\lambda_1} - 0.58\beta - 0.002\beta^{2.14} - 13.2 \right) e^{\frac{18.4}{\lambda_1}}, \quad (2)$$

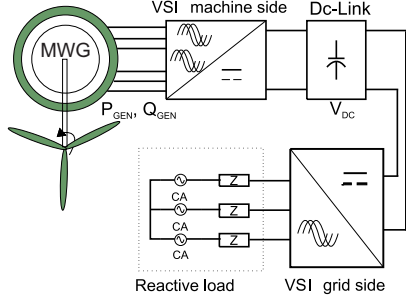


Fig. 1. Proposed wind generator.

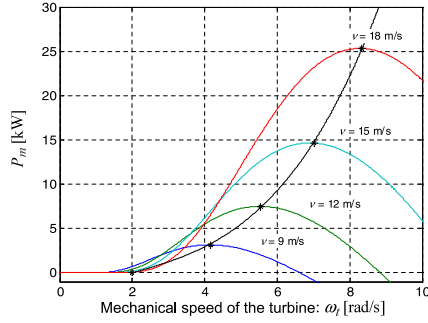


Fig. 2. Optimum captured power.

$$\text{where } \lambda_1 = \left(\frac{1}{\lambda - 0.02\beta} - \frac{0.003}{\beta^3 + 1} \right)^{-1}.$$

Fig. 2 shows an estimate of the generated power as function of the turbine angular velocity for different wind speed values, derived by using a Matlab/Simulink simulation environment. The curve defines the maximum generated power as function of the optimal value of the turbine mechanical speed, which is the generator's rotor speed. In the proposed scheme, the speed reference (ω_r^*) is provided by the block which simulates the turbine and it is recomputed during each sample period in order to achieve the MPPT for every sample. The aim of the IG control is to efficiently regulate the rotor speed in order to achieve a MPPT that assures maximum active power delivery from the wind to the network. Each wind speed has an optimum turbine speed to obtain maximum generated power. This optimum value for the rotor speed can be approximated by [9]:

$$\omega_r^* = \omega_{MPPT} \sqrt[3]{\frac{P_{GEN}}{K_{popt}}} \quad (3)$$

III. GENERATOR MODEL

The system under study consists of an asymmetrical dual three-phase generator fed by a six-phase VSI and a DC link. This six-phase generator is a continuous system which can be described by a set of differential equations. Using vector space decomposition (VSD) approach [11], the original six-dimensional space of the generator is transformed into three two-dimensional orthogonal subspaces in the stationary reference frame $(\alpha - \beta)$, $(x - y)$ and $(z_1 - z_2)$. This transformation is obtained by means of 6×6 transformation matrix:

$$\mathbf{T} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

where an amplitude invariant criterion was used.

The VSI has a discrete nature, in fact it has a total number of $2^6 = 64$ different switching states defined by six switching functions corresponding to the six inverter legs $[S_a, S_x, S_b, S_y, S_c, S_z]$, where $S_i \in \{0, 1\}$. The different switching states and the DC link voltage (VDC) define the phase voltages which can in turn be mapped to $(\alpha - \beta) - (x - y)$ space according to the VSD approach. For this reason, the 64 different on/off combinations of the six VSI legs lead to 64 space vectors in $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces. The 64 possibilities lead to only 49 different vectors in $(\alpha - \beta) - (x - y)$ subspace.

Stator voltages are related to the input control signals through the inverter model. An ideal inverter converts gating signals into stator voltages that can be projected to $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces and gathered in a row vector $\mathbf{U}_{\alpha\beta xy s}$ computed as:

$$\mathbf{U}_{\alpha\beta xy s} = [u_{\alpha s}, u_{\beta s}, u_{x s}, u_{y s}, 0, 0]^T = VDC \cdot \mathbf{T} \cdot \mathbf{M}, \quad (5)$$

(T) indicates the transposed matrix and \mathbf{M} is described in [12].

A rotational transformation is then used to transform the stationary reference frame $(\alpha - \beta)$ variables into a rotating reference frame $(d - q)$, suitable for vector control:

$$\mathbf{T}_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_r) & -\sin(\delta_r) \\ \sin(\delta_r) & \cos(\delta_r) \end{bmatrix}, \quad (6)$$

where δ_r is the angle of rotational transformation.

Therefore, it is possible to model the generator by using a state-space representation, based on the VSD approach and the dynamic reference transformation. This model is given by:

$$[\mathbf{u}]_{\alpha\beta} = [\mathbf{G}] \frac{d}{dt} [\mathbf{x}]_{\alpha\beta} + [\mathbf{F}] [\mathbf{x}]_{\alpha\beta}, \quad (7)$$

where $[\mathbf{u}]_{\alpha\beta} = [u_{\alpha s} \ u_{\beta s} \ 0 \ 0]^T$ represents the input vector, $[\mathbf{x}]_{\alpha\beta} = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ i_{x s} \ i_{y s}]^T$ denotes the state vector, $[\mathbf{F}]$ and $[\mathbf{G}]$ are matrices that define the electrical drive dynamics and could be seen as a set of state variables:

$$[\mathbf{F}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r \cdot L_m & R_r & \omega_r \cdot L_r \\ -\omega_r \cdot L_m & 0 & -\omega_r \cdot L_r & R_r \end{bmatrix}, \quad (8)$$

$$[\mathbf{G}] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix}, \quad (9)$$

R_s and R_r are stator and rotor resistance, ω_r is the rotor angular speed, while $L_s = L_{ls} + L_m$, $L_r = L_{lr} + L_m$ and L_m are the generator electrical parameters. For a machine with P pole pairs, the mechanical part of the drive is given by the following equations:

$$T_e = 3P(\psi_{\beta r} i_{\alpha r} - \psi_{\alpha r} i_{\beta r}), \quad (10)$$

$$J_i \frac{d}{dt} \omega_r + B_i \omega_r = P(T_e - T_L), \quad (11)$$

where T_L denotes the load torque, J_i the inertia, $\psi_{\alpha\beta r}$ the rotor flux and B_i the friction coefficient.

It can be noted that the equations of $(\alpha - \beta)$ subspace are similar to those of a three-phase generator, so the control of the asymmetrical dual three-phase generator can be greatly simplified. The equations of $(x - y)$ subspace do not link to the rotor side and consequently do not influence the generator dynamics, however, they are an important source of Joule losses in the generator. Using the state-space representation, these equations can be written as:

$$[\mathbf{u}]_{xy} = \begin{bmatrix} L_{ls} & 0 \\ 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} [\mathbf{i}]_{xy} + \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} [\mathbf{i}]_{xy}. \quad (12)$$

IV. PREDICTIVE MODEL

Assuming the mathematical model expressed by (Eq. 7) and using the state variables defined by vector $[\mathbf{x}]_{\alpha\beta}$, it can be define as follows:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= c_3 (R_r x_3 + \omega_r x_4 L_r + \omega_r x_2 L_m) + c_2 (u_{\alpha s} - R_s x_1), \\ \dot{x}_2 &= c_3 (R_r x_4 - \omega_r x_3 L_r - \omega_r x_1 L_m) + c_2 (u_{\beta s} - R_s x_2), \\ \dot{x}_3 &= c_4 (-R_r x_3 - \omega_r x_4 L_r - \omega_r x_2 L_m) + c_3 (-u_{\alpha s} + R_s x_1), \\ \dot{x}_4 &= c_4 (-R_r x_4 + \omega_r x_3 L_r + \omega_r x_1 L_m) + c_3 (-u_{\beta s} + R_s x_2), \end{aligned} \quad (13)$$

where c_i ($i = 1, 2, 3, \dots$) are constants defined as:

$$c_1 = L_s \cdot L_r - L_m^2, \quad c_2 = \frac{L_r}{c_1}, \quad c_3 = \frac{L_m}{c_1}, \quad c_4 = \frac{L_s}{c_1}. \quad (14)$$

Applying the rotational transformation, Eq. (6), to $(\alpha - \beta)$ components, it can be obtained as follows:

$$\mathbf{U}_{dqs} = [u_{ds}, u_{qs}]^T = \mathbf{T}_{dq} \cdot \begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix}. \quad (15)$$

By combining the equations (13)-(15) a nonlinear set of equations arises that can be written in state space form:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}}(t) &= f(\mathbf{X}(t), \mathbf{U}(t)), \\ \mathbf{Y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{X}(t), \end{aligned} \quad (16)$$

with state vector $\mathbf{X}(t) = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T$, input vector $\mathbf{U}(t) = [u_{\alpha s}, u_{\beta s}]$ and output vector $\mathbf{Y}(t) = [x_1, x_2]^T$. The components of the vectorial function f and matrix \mathbf{C} are obtained in a straightforward manner from Eq. (13) and the definitions of state and output vector.

A. Reduced Order Estimator Strategies

In the state space description (Eq. 16) only stator currents, voltages and mechanical speed are measured. Stator voltages are easily predicted from gating commands issued to the VSI, rotor current, even though, cannot be directly measured. This difficulty can be overcome by means of estimating the rotor current using the concept of reduced order estimators. There are two types of current estimator strategies that are proposed in this section.

1) *Luenberger Observer*: Model (Eq. 16) must be discretized in order to be used for the predictive controller. A forward Euler method is used to keep a low computational cost. Due to this fact, the resulting equations will have the required digital control form, with predicted variables depending just on past values and not on present values of the variables. Thus, a prediction of the future next-sample state $\hat{\mathbf{X}}(k+1|k)$ is expressed as:

$$\hat{\mathbf{X}}(k+1|k) = \mathbf{X}(k) + T_m f(\mathbf{X}(k), \mathbf{U}(k)), \quad (17)$$

where (k) is the current sample and T_m the sampling time. Then, the evolution of states can be written as:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{X}_a(k+1) \\ \mathbf{X}_b(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{A}}_{11} & \bar{\mathbf{A}}_{12} \\ \bar{\mathbf{A}}_{21} & \bar{\mathbf{A}}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_a(k) \\ \mathbf{X}_b(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{B}}_1 \\ \bar{\mathbf{B}}_2 \end{bmatrix} \mathbf{U}_{\alpha\beta s}, \quad (18)$$

where \mathbf{X}_a is the measured part, which is \mathbf{Y} , \mathbf{X}_b is the remaining portion to be estimated, $\bar{\mathbf{A}}$ and $\bar{\mathbf{B}}$ are matrices obtained in [12]. The dynamics of the unmeasured part of the state vector are described as:

$$\mathbf{X}_b(k+1) = \bar{\mathbf{A}}_{22} \mathbf{X}_b(k) + \bar{\mathbf{A}}_{21} \mathbf{X}_a(k) + \bar{\mathbf{B}}_2 \mathbf{U}_{\alpha\beta s}, \quad (19)$$

where the last two terms are known and can be considered as an input for the \mathbf{X}_b dynamics. The \mathbf{X}_a part may be expressed as:

$$\mathbf{X}_a(k+1) = \bar{\mathbf{A}}_{11} \mathbf{X}_a(k) - \bar{\mathbf{B}}_1 \mathbf{U}_{\alpha\beta s} + \bar{\mathbf{A}}_{12} \mathbf{X}_b(k). \quad (20)$$

Note that (Eq. 20) represents a relationship between a measured quantity on the left and the unknown state vector on the right. Therefore, the equations (20) and (21) describe the dynamics of the reduced-order estimators for Luenberger Observer [13].

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{X}}_b(k+1) = & (\bar{\mathbf{A}}_{22} - \mathbf{K}_l \bar{\mathbf{A}}_{12}) \hat{\mathbf{X}}_b(k) + \mathbf{K}_l \mathbf{Y}(k+1) + \\ & (\bar{\mathbf{A}}_{21} - \mathbf{K}_l \bar{\mathbf{A}}_{11}) \mathbf{Y}(k) + (\bar{\mathbf{B}}_2 - \mathbf{K}_l \bar{\mathbf{B}}_1) \mathbf{U}_{\alpha\beta s}(k),\end{aligned}\quad (21)$$

where \mathbf{K}_l is the Luenberger gain matrix.

2) *Kalman Filter (KF)*: Considering uncorrelated gaussian process and measurement noise, Eq. 16 can also be written as:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{X}}(k+1|k) = & \mathbf{A}\mathbf{X}(k) + \mathbf{B}\mathbf{U}(k) + \mathbf{H}\varpi(k), \\ \mathbf{Y}(k) = & \mathbf{C}\mathbf{X}(k) + \nu(k),\end{aligned}\quad (22)$$

where \mathbf{H} is the noise-weight matrix; $\varpi(k)$ is the noise matrix of state model (system noise) and $\nu(k)$ is the noise matrix of output model (measurement noise). The covariance matrices R_ϖ and R_ν of these noises are defined as:

$$\begin{aligned}R_\varpi = \text{cov}(\varpi) = & E\{\varpi \cdot \varpi^T\}, \\ R_\nu = \text{cov}(\nu) = & E\{\nu \cdot \nu^T\},\end{aligned}\quad (23)$$

where $E\{\cdot\}$ denotes the expected value. Thus, the dynamics of the reduced order estimator equations are:

$$\begin{aligned}\hat{\mathbf{X}}_b(k+1|k) = & (\bar{\mathbf{A}}_{22} - \mathbf{K}_k \bar{\mathbf{A}}_{12}) \hat{\mathbf{X}}_b(k) + \mathbf{K}_k \mathbf{Y}(k+1) + \\ & (\bar{\mathbf{A}}_{21} - \mathbf{K}_k \bar{\mathbf{A}}_{11}) \mathbf{Y}(k) + (\bar{\mathbf{B}}_2 - \mathbf{K}_k \bar{\mathbf{B}}_1) \mathbf{U}_{\alpha\beta s}(k),\end{aligned}\quad (24)$$

where \mathbf{K}_k represents the KF gain matrix based on the covariance of the noise.

The KF gain matrix (\mathbf{K}_k) is recalculated at each sampling time recursive manner as:

$$\mathbf{K}_k(k) = \mathbf{\Gamma}(k) \cdot \mathbf{C}^T R_\nu, \quad (25)$$

where $\mathbf{\Gamma}$ is the covariance of the new estimation, as a function of the old covariance estimation (φ) as follows:

$$\mathbf{\Gamma}(k) = \varphi(k) - \varphi(k) \cdot \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \cdot \varphi(k) \cdot \mathbf{C}^T + R_\nu)^{-1} \cdot \mathbf{C} \cdot \varphi(k). \quad (26)$$

From the state equation, which includes the process noise, it is possible to obtain a correction of the covariance of the estimated state as:

$$\varphi(k+1) = \mathbf{A} \cdot \mathbf{\Gamma}(k) \cdot \mathbf{A}^T + \mathbf{H} \cdot R_\varpi \cdot \mathbf{H}^T, \quad (27)$$

this completes the required relations for the optimal state estimation. Thus \mathbf{K}_k provides the minimum estimation errors, given a knowledge of the process noise magnitude (R_ϖ), the measurement noise magnitude (R_ν) and the covariance initial condition ($\varphi(0)$) [14].

B. Cost function

The cost function is defined as:

$$\begin{aligned}J = & \|\hat{e}_{i\alpha s}(k+1)\|^2 + \|\hat{e}_{i\beta s}(k+1)\|^2, \\ \|\hat{e}_{i\alpha s}(k+1)\| = & \|i_{\alpha s}^*(k+1) - \hat{i}_{\alpha s}(k+1)\|, \\ \|\hat{e}_{i\beta s}(k+1)\| = & \|i_{\beta s}^*(k+1) - \hat{i}_{\beta s}(k+1)\|,\end{aligned}\quad (28)$$

where $\|\cdot\|$ denotes vector magnitude, $i_s^*(k+1)$ and $\hat{i}_s(k+1)$ are vectors containing the reference and the predictions for the stator currents, respectively. The predictions are based on the actual state and control effort. Other cost functions can be devised for instance to control current in $(x-y)$ subspace [15].

C. Optimizer

The predictive model is executed 64 times, once for each different voltage vector. The redundancy of the switching state results in only 49 different vectors (48 active and 1 null). This consideration is commonly known as the optimal solution. For a generic multiphase generator, where f is the number of phase and ε the search space (49 vectors for the particular case of the dual three-phase induction generator), the optimization algorithm produces the optimum gating signal.

Algorithm 1 Proposed algorithm for a Luenberger Observer

comment: Optimization algorithm.

$J_o := \infty$, $i := 1$

while $i \leq \varepsilon$ **do**

$\mathbf{S}_i \leftarrow \mathbf{S}_{i,j} \forall j = 1, \dots, f$

comment: Compute stator voltages. Eq. (5).

comment: Compute the prediction of the measurement state, considering $\mathbf{X}_b(0) = 0$. $\mathbf{X}_a(k+1) = \bar{\mathbf{A}}_{11} \mathbf{X}_a(k) + \bar{\mathbf{B}}_1 \mathbf{U}_{\alpha\beta s} + \bar{\mathbf{A}}_{12} \mathbf{X}_b(k)$.

comment: Compute the cost function. Eq. (28).

if $J < J_o$ **then**

$J_o \leftarrow J$, $\mathbf{S}^{opt} \leftarrow \mathbf{S}_i$

end if

$i := i + 1$

end while

comment: Compute the prediction of the unmeasurable state. Eq. (21).

Algorithm 2 Proposed algorithm for a Kalman Filter

comment: Compute the covariance matrix. Eq. (26).

comment: Compute the Kalman Filter gain matrix. Eq. (25).

comment: Optimization algorithm.

$J_o := \infty$, $i := 1$

while $i \leq \varepsilon$ **do**

$\mathbf{S}_i \leftarrow \mathbf{S}_{i,j} \forall j = 1, \dots, f$

comment: Compute stator voltages. Eq. (5).

comment: Compute the prediction of the measurement state. Eq. (28).

comment: Compute the cost function. Eq. (28).

if $J < J_o$ **then**

$J_o \leftarrow J$, $\mathbf{S}^{opt} \leftarrow \mathbf{S}_i$

end if

$i := i + 1$

end while

comment: Compute the correction for the covariance matrix. Eq. (27).

D. Proposed predictive control method

PI controller is used in the speed control loop, based on the indirect vector control technique due to its simplicity. In the indirect vector control, the PI speed controller is used

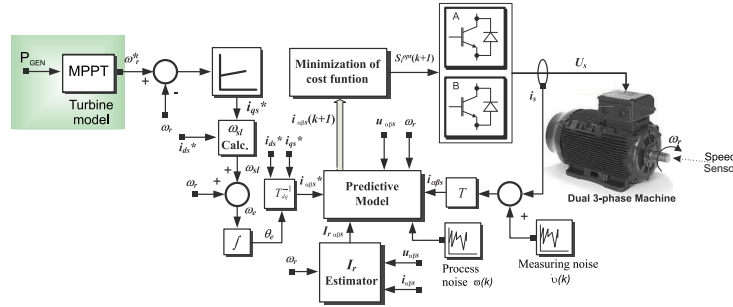


Fig. 3. Proposed predictive speed control technique for the asymmetrical dual three-phase induction generator

to generate the reference current i_{ds}^* in dynamic reference frame. The current references used by the predictive model are obtained from the calculation of the electric angle used to convert the current reference, originally in dynamic reference frame ($d-q$), to static reference frame ($\alpha-\beta$). The calculation process of the slip frequency (ω_{sl}) is performed in the same manner as the Indirect Field Orientation (IFO) methods, from the reference currents in the dynamic reference frame (i_{ds}^* , i_{qs}^*) and the electrical parameters of the generator (R_r , L_r). A detailed block diagram of the proposed speed control technique of asymmetrical dual three-phase induction generator is provided in Fig. 3.

V. SIMULATION RESULTS AND DISCUSSION

The asymmetrical dual three-phase induction generator above described has been simulated by a Matlab/Simulink environment, and simulations have been performed to show the efficiency of the proposed current estimators for the predictive speed control technique. Numerical integration using fourth order Runge-Kutta algorithm has been applied to compute the evolution of the state variables step by step in the time domain.

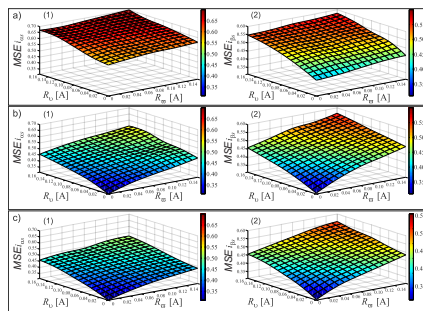


Fig. 4. $MSEi_{\alpha-\beta}$ performance parameter using the (a) State space representation, (b) Luenberger Observer and (c) Kalman Filter methods.

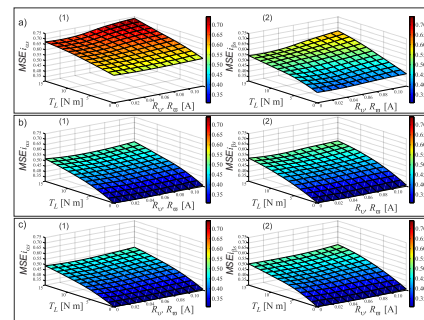


Fig. 5. $MSEi_{\alpha-\beta}$ performance parameter using the (a) State space representation, (b) Luenberger Observer and (c) Kalman Filter methods.

The electrical and mechanical parameters for the asymmetrical dual three-phase induction generator are established as follows: stator resistance ($R_s = 1.63 \Omega$), rotor resistance ($R_r = 1.08 \Omega$), stator inductance ($L_s = 0.2792 \text{ H}$), rotor inductance ($L_r = 0.2886 \text{ H}$), mutual inductance ($L_m = 0.2602 \text{ H}$), inertia ($J_i = 0.109 \text{ kg.m}^2$), pairs of poles ($P = 3$), friction coefficient ($B = 0.021 \text{ kg.m}^2/\text{s}$) and the nominal frequency ($\omega_n = 50 \text{ Hz}$).

The efficiency of the proposed speed control algorithm for the asymmetrical dual three-phase induction generator has been evaluated, under no-load and full load conditions, with respect to the Mean Squared Error (*MSE*) of the current tracking in $(\alpha - \beta)$ axes. In all cases is considered a sampling frequency of 6.5 kHz and a fixed reference current ($i_{\alpha\beta}^* = 2.5$ A). The performance parameter *MSE* $i_{\alpha-\beta}$ is considered for the analysis. The estimated speed is feedback into the closed loop for the speed regulation and a PI controller is used in the speed regulation loop as shown in Fig. 3.

Fig. 4 (a) corresponds to the method that does not use estimator, while Fig. 4 (b) is the Luenberger Observer method

and Fig. 4 (c) is the Kalman Filter method. Under these test conditions (process noise R_w and measurement noise R_v from 0 to 0.16 A), it can be seen from this graph, Fig. 4 (a) (1) $MSE_{i_{\alpha s}}$ is 0.56 A when $R_w = R_v = 0$ (no noise), while in the Luenberger observer and Kalman Filter method is 0.315 and 0.3100 A, respectively. For $R_w = R_v = 0.16$ A, the $MSE_{i_{\alpha s}}$ values are: a) (1) 0.6691, b) (1) 0.5517 and c) (1) 0.5040 A. Similar results are provided in β axis, as it can be seen from Fig. 4 (2).

Fig. 5 shows a load torque (T_L from 0 to 15 Nm), process and measurement noise ($R_w = R_v$ from 0 to 0.12 A) application response, and the MSE in a stationary reference frame. It can be seen that in all simulation points, the Kalman Filter method has the lowest $MSE_{i_{\alpha s}}$. Mean squared error values of the stator currents in α axis as shown in Fig. 5 for $R_w = R_v = 0.12$ and $T_L = 15$ Nm are: a) (1) 0.7365, b) (2) 0.5220 and c) (3) 0.5060 A. Similar results are provided in β axis, as it can be seen from Fig. 5 (2). These simulation results substantiate the expected performance of the proposed algorithm, based on a reduced order estimator.

VI. CONCLUSION

This paper has presented a comparative study of two reduced order rotor current estimators applied to the speed control of six-phase generator for wind turbine application. The simulation results obtained by different operation points under no-load and full load conditions as well as different measurement and process noises have shown an increase in the efficiency of the proposed speed control measured with respect to the mean squared error of the stator currents in static reference frame, especially when the proposed control techniques are compared with control structures based on predictive control that do not use estimation blocks of the rotor currents to predict the effects of all possible voltage vectors in the inner loop of predictive current control. In this context, simulation results have shown that the efficiency of the proposed control structure increases when the load torque increases, because under these operating conditions the rotor currents are increased and are correctly estimated by reduced order estimators. Finally, if one takes into account the presence of measurement and process noises the comparative study has shown that the optimal estimator based in the Kalman Filter achieves better performance than the Luenberger Observer, mainly because it takes into account the effects of the noises in the control structure, recalculating the state feedback matrix at each sampling time recursively given the covariance of the new estimation as a function of the old covariance estimation.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank at the Paraguay Government for the economical support provided by means of a Conacyt Grant (project 10INV13). They also wish to express their gratitude to the anonymous reviewers for their helpful comments and suggestions.

REFERENCES

- [1] J.S. Thongam, M. Tarbouchi, R. Beguenane, A.F. Okou, A. Merabet, P. Bouchard, "An optimum speed MPPT controller for variable speed PMSG wind energy conversion systems," in *Proc. 38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society (IECON'12)*, Montreal, Canada, Oct. 2012, pp. 4293–4297.
- [2] X. Yuanye, K.H. Ahmed, B.W. Williams, "Wind Turbine Power Coefficient Analysis of a New Maximum Power Point Tracking Technique," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Mar. 2013, Volume: 60, Issue: 3, pp. 1122–1132.
- [3] H.S. Che, W.P. Hew, N.A. Rahim, E. Levi, M. Jones, M.J. Durán, "A six-phase wind energy induction generator system with series-connected DC-links," in *3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Jun. 2012, pp. 26–33.
- [4] A. Damiano, G. Gatto, I. Marongiu, A. Serpi, "A multi-phase PM synchronous generator torque control for direct-drive wind turbines," in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Jun. 2012, pp. 962–968.
- [5] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, May. 2008, Volume: 55, Issue: 5, pp. 1893–1909.
- [6] R. Bojoi, E. Levi, F. Farina, A. Tenconi, F. Profumo, "Dual three-phase induction motor drive with digital current control in the stationary reference frame," in *IEEE Proceedings Electric Power Applications*, Jan. 2006, Volume: 153, Issue: 1, pp. 129–139.
- [7] D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug, "Space-vector PWM techniques for dual three-phase AC machines: Analysis, performance evaluation, and DSP implementation," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, Jul./Aug. 2006, Volume: 42, Issue: 4, pp. 1112–1122.
- [8] P. Cortés, M.P. Kazmierkowski, R.M. Kennel, D.E. Quevedo, J. Rodríguez, "Predictive control in power electronics and drives," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Dec. 2008, Volume: 55, Issue: 12, pp. 4312–4324.
- [9] M. Durán, F. Barrero, S. Toral, M. Ruiz, R. Gregor, "Multi-Phase Generators Viability for Offshore Wind Farms With Hydc Transmission," in *International Conference on Renewable Energy and Power Quality (Icrepq'08)*, Santander, Spain, 2008.
- [10] J.G. Slootweg, S.W.H. de Haan, H. Polinder, W.L. Kling, "General model for representing variable speed wind turbines in power system dynamics simulations," in *IEEE Transactions on Power Systems*, 2003, Volume: 18, Issue: 1, pp. 144–151.
- [11] Y. Zhao and T.A. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, Sep./Oct. 1995, Volume: 31, Issue: 5, pp. 1100–1109.
- [12] R. Gregor, "The Asymmetrical Dual Three-Phase Induction Machine and the MBPC in the Speed Control," in *Induction Motors - Modelling and Control*, ISBN: 978-953-51-0843-6, DOI: 10.5772/50559, 2012, InTech, pp. 385–400. Available from: <http://www.intechopen.com/books/induction-motors-modelling-and-control/the-asymmetrical-dual-three-phase-induction-machine-and-the-mbpc-in-the-speed-control>
- [13] G. Franklin, J.D. Powell, M.L. Workman, "Estimator Design," in *Digital Control of Dynamic Systems*, 3th ed. California: Addison-Wesley, 1998, pp. 299–300.
- [14] G. Franklin, J.D. Powell, M.L. Workman, "Optimal Estimator," in *Digital Control of Dynamic Systems*, 3th ed. California: Addison-Wesley, 1998, pp. 389–391.
- [15] F. Barrero, M.R. Arahal, R. Gregor, S. Toral, M.J. Durán, "A Proof of Concept Study of Predictive Current Control for VSI-Driven Asymmetrical Dual Three-Phase AC Machines," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Jun. 2009, Volume: 56, Issue: 6, pp. 1937–1954.

Speed Sensorless Control of Dual Three-Phase Induction Machine based on a Luenberger Observer for Rotor Current Estimation

R. Gregor, *Member, IEEE*, J. Rodas, *Member, IEEE*

Department of Power and Control Systems
Engineering Faculty of the National University of Asunción, Paraguay
rgregor@ing.una.py, jrodas@ing.una.py

Abstract—Most sensorless algorithms applied to electrical drives are based on the mathematical representation of a physical system which includes electrical and mechanical variables of the motor. However, in electrical drive applications, the rotor current cannot be measured, so it must be estimated. This paper deals with the speed sensorless control of asymmetrical dual three-phase induction machines by using an inner loop of Model-Based Predictive Control (MBPC). The MBPC is obtained from the mathematical model of the machine, using a state-space representation where the two state variables are the stator and rotor currents, respectively. The rotor current is estimated using a reduced order estimator based on a Luenberger observer. Finally, simulation results are provided to show the efficiency of the proposed sensorless speed control algorithm.

I. INTRODUCTION

Multiphase electrical drives have been recently proposed for applications where some specific advantages (lower torque pulsations and DC link current harmonics, higher overall system reliability and better power distribution per phase) can be better exploited [1]. Among these multiphase drives, symmetrical and asymmetrical dual three-phase AC machines have been used in specific applications since the late 1920s [2]. The two-level voltage-source-inverter (VSI)-fed dual three-phase induction machine with two sets of three-phase stator windings spatially shifted by 30 electrical degrees and isolated neutral points is probably one of the most widely discussed topologies [3]. Generally speaking, the most used methods for controlling the speed of asymmetrical dual three-phase induction machines are the direct torque control (DTC) and the vector control using an inner loop current control. In fact, the current control in VSI-fed dual three-phase induction motor drives is usually based on the multidimensional extension of three-phase current controllers [4], coping with unbalanced currents, machine asymmetries and large harmonic currents [3]. The peculiarities of this system have drawn attention from people in developing effective control strategies at the expense of degrading the generalization of the three-phase current control method. The difficulties in the generalization of the control method can be overcome by using a predictive control technique, which is a control theory that was developed

at the end of the 1970s. It avoids the use of controllers and modulation techniques, thus providing a natural generalization of the three-phase control technique. MBPC is based on a model of the real system, also called “predictive model”, used to predict its future state evolution. This prediction is carried out for each possible VSI switching vector to determine which one minimizes a defined cost function. Although MBPC is a well established control discipline, its applicability to fast processes, like electromechanical drives, is limited due to the use of its high computational cost. [5]. Nevertheless, the increase in computing power of microprocessors has recently made MBPC plausible for controlling conventional three-phase power converter and electrical drives. A very active research area focuses on the development of sensorless control strategies due to their advantages compared to the conventional control techniques such as reduction of the hardware complexity, lower cost, elimination of direct sensor wiring, better noise immunity, increased reliability and less maintenance requirement [6], [7]. Different sensorless speed control approaches have been implemented at the particular case of the three-phase machine, being the technique with the lowest computational cost, which makes explicit use of the machine model to calculate the estimation of the speed of the machine at each sampling time. This paper considers the speed control of asymmetrical dual three-phase machines by using an inner loop of predictive current control based on the model, to predict the effects of future control actions on the state variables. In order to achieve this goal, the proposed algorithm uses reduced order estimators based on a Luenberger observer to estimate the rotor current. Thereafter the rotor current estimate is used to determine an estimate of the speed of the machine. The performance of the proposed control technique in an asymmetrical dual three-phase AC drive is studied for unload as well as full load operation.

II. THE ASYMMETRICAL DUAL THREE-PHASE AC DRIVE

The system under study consists of an asymmetrical dual three-phase AC machine fed by a six-phase VSI and a DC link. A detailed scheme of the drive is provided in Fig. 1.

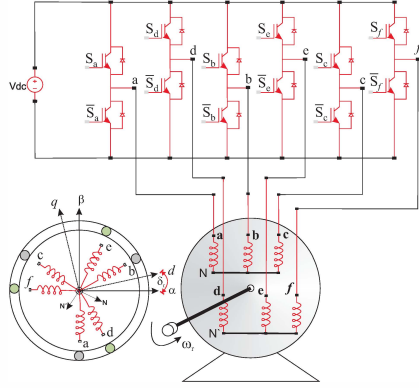


Fig. 1. A general scheme of an asymmetrical dual three-phase AC drive.

This six-phase machine is a continuous system which can be described by a set of differential equations. The model of the system can be simplified by means of the vector space decomposition (VSD) introduced in [8]. By applying this technique, the original six-dimensional space of the machine is transformed into three two-dimensional orthogonal subspaces in the stationary reference frame $(\alpha - \beta)$, $(x - y)$ and $(z_1 - z_2)$. This transformation is obtained by means of 6×6 transformation matrix:

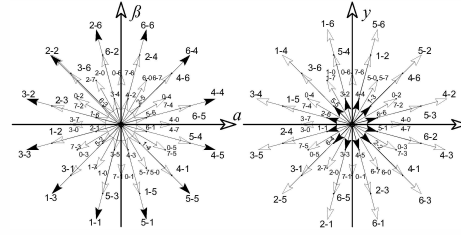
$$\mathbf{T} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (1)$$

where an amplitude invariant criterion was used.

From the motor model obtained by using the VSD approach, the following conclusions should be emphasized:

- 1) The electromechanical energy conversion variables are mapped to the $(\alpha - \beta)$ subspace. Therefore, the fundamental supply component as well as the supply harmonics of order $12n \pm 1$ ($n = 1, 2, 3, \dots$), are represented in this subspace. The non-electromechanical energy conversion variables can be found in other subspaces.
- 2) The current components in the $(x - y)$ subspace do not contribute to the airgap flux and are limited only by the stator resistance and stator leakage inductance, which are usually small. These components represent the supply harmonics of the order $6n \pm 1$ ($n = 1, 3, 5, \dots$) and only produce losses, so consequently they should be controlled to be as small as possible.
- 3) The voltage vectors in the $(z_1 - z_2)$ are zero due to the separated neutrals configuration of the machine.

The VSI has a discrete nature, actually, it has a total number of $2^6 = 64$ different switching states defined by six switching functions corresponding to the six inverter legs $[S_a, S_x, S_b, S_y, S_c, S_z]$, where $S_i \in \{0, 1\}$. The different switching states and the voltage of the DC link (Vdc) define the phase voltages which can in turn be mapped to the $(\alpha - \beta) - (x - y)$ space according to the VSD approach. For this reason, the 64 different on/off combinations of the six VSI legs lead to 64 space vectors in the $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces. Figure 2 shows the active vectors in the $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces, where each vector switching state is identified using the switching function by two octal numbers corresponding to the binary numbers $[S_a S_b S_c]$ and $[S_x S_y S_z]$, respectively.

Fig. 2. Voltage space vectors and switching states in the $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces for a six-phase asymmetrical VSI.

As it is shown in Fig. 2 the 64 possibilities lead to only 49 different vectors in the $(\alpha - \beta) - (x - y)$ subspace. On the other hand, a transformation matrix must be used to represent the stationary reference frame $(\alpha - \beta)$ in the dynamic reference $(d - q)$. This matrix is given by:

$$\mathbf{T}_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\delta_r) & -\sin(\delta_r) \\ \sin(\delta_r) & \cos(\delta_r) \end{bmatrix} \quad (2)$$

where δ_r is the rotor angular position referred to the stator as shown in Fig. 1.

III. MACHINE MODEL

It is possible to model the machine by using an state-space representation, based on the VSD approach and the dynamic reference transformation. This model is given by:

$$[\mathbf{u}]_{\alpha\beta} = [\mathbf{G}] \frac{d}{dt} [\mathbf{x}]_{\alpha\beta} + [\mathbf{F}] [\mathbf{x}]_{\alpha\beta} \quad (3)$$

where $[\mathbf{u}]_{\alpha\beta} = [u_{\alpha s} \ u_{\beta s} \ 0 \ 0]^T$ represents the input vector, $[\mathbf{x}]_{\alpha\beta} = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ i_{\alpha r} \ i_{\beta r}]^T$ denotes the state vector, and $[\mathbf{F}]$ and $[\mathbf{G}]$ are matrices that define the dynamics of the electrical drive and could be seen as a set of state variables:

$$[\mathbf{F}] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & \omega_r \cdot L_m & R_r & \omega_r \cdot L_r \\ -\omega_r \cdot L_m & 0 & -\omega_r \cdot L_r & R_r \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$[\mathbf{G}] = \begin{bmatrix} L_s & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_s & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_r & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_r \end{bmatrix} \quad (5)$$

where ω_r is the rotor angular speed and $R_s, L_s = L_{ls} + L_m, R_r, L_r = L_{lr} + L_m$ and L_m are the electrical parameters of the machine. The mechanical part of the electrical drive is given by the following equations:

$$T_e = 3P(\psi_{\beta r} i_{\alpha r} - \psi_{\alpha r} i_{\beta r}) \quad (6)$$

$$J_i \frac{d}{dt} \omega_r + B_i \omega_r = P(T_e - T_L) \quad (7)$$

where T_L denotes the load torque, T_e is the generated torque, J_i the inertia coefficient, P the number of pairs of poles, $\psi_{\alpha\beta r}$ the rotor flux and B_i the friction coefficient.

It can be noted that the equations of the $(\alpha - \beta)$ subspace are similar to those of a three-phase machine, so the control of the asymmetrical dual three-phase machine can be greatly simplified. The equations of the $(x - y)$ subspace do not link to the rotor side and consequently do not influence the machine dynamics, however, they are an important source of Joule losses in the machine. These equations can be written as:

$$[\mathbf{u}]_{xy} = \begin{bmatrix} L_{ts} & 0 \\ 0 & L_{ts} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} [\mathbf{i}]_{xy} + \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} [\mathbf{i}]_{xy} \quad (8)$$

by using the state-space representation.

IV. PREDICTIVE MODEL

Assuming the mathematical model expressed by (Eq. 3) and using the state variables defined by the vector $[\mathbf{x}]_{\alpha\beta}$, we can define the following set of equations:

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= c_3 (R_r x_3 + \omega_r x_4 L_r + \omega_r x_2 L_m) \\ &\quad + c_2 (u_{\alpha s} - R_s x_1) \\ \dot{x}_2 &= c_3 (R_r x_4 - \omega_r x_3 L_r - \omega_r x_1 L_m) \\ &\quad + c_2 (u_{\beta s} - R_s x_2) \\ \dot{x}_3 &= c_4 (-R_r x_3 - \omega_r x_4 L_r - \omega_r x_2 L_m) \\ &\quad + c_3 (-u_{\alpha s} + R_s x_1) \\ \dot{x}_4 &= c_4 (-R_r x_4 + \omega_r x_3 L_r + \omega_r x_1 L_m) \\ &\quad + c_3 (-u_{\beta s} + R_s x_2) \end{aligned} \quad (9)$$

where c_i ($i = 1, 2, 3, \dots$) are constants defined as:

$$c_1 = L_s \cdot L_r - L_m^2, \quad c_2 = \frac{L_r}{c_1}, \quad c_3 = \frac{L_m}{c_1}, \quad c_4 = \frac{L_s}{c_1} \quad (10)$$

Stator voltages are related to the input control signals through the inverter model. In this case, the simplest model has

been considered for the sake of speeding up the optimization process. Then if the gating signals are arranged in the vector $\mathbf{S} = [S_a, S_x, S_b, S_y, S_c, S_z] \in \mathbf{R}^6$, where $\mathbf{R} = \{0, 1\}$ the stator voltages can be obtained from:

$$\mathbf{M} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 2 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 2 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{S}^T \quad (11)$$

An ideal inverter converts gating signals into stator voltages that can be projected to $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces and gathered in a row vector $\mathbf{U}_{\alpha\beta xy s}$ computed as:

$$\mathbf{U}_{\alpha\beta xy s} = [u_{\alpha s}, u_{\beta s}, u_{x s}, u_{y s}, 0, 0]^T = V_{dc} \cdot \mathbf{T} \cdot \mathbf{M} \quad (12)$$

being V_{dc} the DC link voltage and the superscript (T) indicates the transposed matrix. Applying the rotational transformation (2) to the $(\alpha - \beta)$ components, we can obtain:

$$\mathbf{U}_{dqs} = [u_{ds}, u_{qs}]^T = \mathbf{T}_{dq} \cdot \begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (13)$$

By combining the equations (9)-(13) a nonlinear set of equations arises that can be written in state space form:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}}(t) &= f(\mathbf{X}(t), \mathbf{U}(t)) \\ \mathbf{Y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{X}(t) \end{aligned} \quad (14)$$

with state vector $\mathbf{X}(t) = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T$, input vector $\mathbf{U}(t) = [u_{\alpha s}, u_{\beta s}]$, and output vector $\mathbf{Y}(t) = [x_1, x_2]^T$. The components of the vectorial function f and the matrix \mathbf{C} are obtained in a straightforward manner from (Eq. 9) and the definitions of state and output vector. Model (Eq. 14) must be discretized in order to be of used for the predictive controller. A forward Euler method is used to keep a low computational cost. Due to this fact, the resulting equations will have the required digital control form, with predicted variables depending just on past values and not on present values of the variables. Thus, a prediction of the future next-sample state $\hat{\mathbf{X}}(k+1|k)$ is expressed as:

$$\hat{\mathbf{X}}(k+1|k) = \mathbf{X}(k) + T_m f(\mathbf{X}(k), \mathbf{U}(k)) \quad (15)$$

where (k) is the current sample and T_m the sampling time.

A. Reduced Order Estimators

In the state space description (Eq. 14) only stator currents, voltages and mechanical speed are measured. Stator voltages are easily predicted from the gating commands issued to the VSI, rotor current, however, cannot be directly measured. This difficulty can be overcome by means of estimating the rotor current using the concept of reduced order estimators.

The reduced order estimators provide an estimate for only the unmeasured part of the state vector, then, the evolution of states can be written as:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{X}_a(k+1) \\ \mathbf{X}_b(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{A}}_{11} & \bar{\mathbf{A}}_{12} \\ \bar{\mathbf{A}}_{21} & \bar{\mathbf{A}}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_a(k) \\ \mathbf{X}_b(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{B}}_1 \\ \bar{\mathbf{B}}_2 \end{bmatrix} \mathbf{U}_{\alpha\beta s} \quad (16)$$

$$\mathbf{Y}(k) = [\bar{\mathbf{I}} \quad \bar{\mathbf{0}}] \begin{bmatrix} \mathbf{X}_a(k) \\ \mathbf{X}_b(k) \end{bmatrix}$$

where \mathbf{X}_a is the part directly measured, which is \mathbf{Y} , \mathbf{X}_b is the remaining portion to be estimated, \mathbf{A} and \mathbf{B} are matrices obtained in a straightforward manner from (Eq. 15). The dynamics of the unmeasured part of the state vector are described as:

$$\mathbf{X}_b(k+1) = \bar{\mathbf{A}}_{22}\mathbf{X}_b(k) + \bar{\mathbf{A}}_{21}\mathbf{X}_a(k) + \bar{\mathbf{B}}_2\mathbf{U}_{\alpha\beta s} \quad (17)$$

where the last two terms are known and can be considered as an input for the \mathbf{X}_b dynamics. The \mathbf{X}_a part may be expressed as:

$$\mathbf{X}_a(k+1) = \bar{\mathbf{A}}_{11}\mathbf{X}_a(k) + \bar{\mathbf{B}}_1\mathbf{U}_{\alpha\beta s} = \bar{\mathbf{A}}_{12}\mathbf{X}_b(k) \quad (18)$$

Note that (Eq. 18) represents a relationship between a measured quantity on the left and the unknown state vector on the right. Therefore, the reduced-order estimator equation is:

$$\hat{\mathbf{X}}_b(k+1) = (\bar{\mathbf{A}}_{22} - \mathbf{K}_e\bar{\mathbf{A}}_{12})\hat{\mathbf{X}}_b(k) + \mathbf{K}_e\mathbf{Y}(k+1) + (\bar{\mathbf{A}}_{21} - \mathbf{K}_e\bar{\mathbf{A}}_{11})\mathbf{Y}(k) + (\bar{\mathbf{B}}_2 - \mathbf{K}_e\bar{\mathbf{B}}_1)\mathbf{U}_{\alpha\beta s}(k), \quad (19)$$

where, \mathbf{K}_e represents the Luenberger gain matrix. The equations (18) and (19) describe the dynamics of the reduced-order estimators [9].

B. Speed Observer

After calculating the unmeasurable state variables, the speed can be estimated from the dynamic equation that models the mechanical part of the electrical drive (Eqs. 6 and 7) using the Euler discretization method. Thus the discrete equation which estimates the speed can be written as:

$$\hat{\omega}_r(k+1) = (1 - \frac{T_m B_i}{J_i})\hat{\omega}_r(k) + \frac{T_m P}{J_i}(T_e(k) - T_L(k)) \quad (20)$$

where it is assumed $\hat{\omega}_r(0) = 0$, $T_L(0) = 0$ and the unmeasured states $i_{\alpha\beta r}(0) = 0$.

C. Load Torque Observer

Note that in the above equation (Eq. 20), the load torque measurement is practically inapplicable, so it must be observed. To accomplish this, is used the observer based on Gopinanth's method proposed in [10], in its discrete version:

$$\begin{bmatrix} \xi_1(k+1) \\ \xi_2(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -k_1 T_m \\ T_m & (1 - k_2 T_m) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \xi_1(k) \\ \xi_2(k) \end{bmatrix} + T_m \begin{bmatrix} k_1 b J_i \\ (k_2^2 - k_1) J_i \end{bmatrix} \hat{\omega}_r(k) + T_m \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \end{bmatrix} T_e(k) \quad (21)$$

$$\hat{T}_L(k+1) = \xi_2(k+1) - k_2 J_i \hat{\omega}_r(k+1) \quad (22)$$

where k_1 , k_2 and b are observer coefficients, ξ_1 and ξ_2 are internal state variables, T_e is the calculated motor electromagnetic torque (Eq. 6), and \hat{T}_L is the calculated motor load torque.

D. Cost function

The cost function should include all terms to be optimized. In current control the most important figure is the tracking error in the predicted stator currents for the next sample. To minimize its magnitude for each sample k it suffices to use a simple expression such as:

$$J = \|\hat{e}_{i\alpha s}(k+1) + \hat{e}_{i\beta s}(k+1)\|^2 \quad (23)$$

$$\hat{e}_{i\alpha s}(k+1) = i_{\alpha s}^*(k+1) - \hat{i}_{\alpha s}(k+1)$$

$$\hat{e}_{i\beta s}(k+1) = i_{\beta s}^*(k+1) - \hat{i}_{\beta s}(k+1)$$

where $\|\cdot\|$ denotes vector magnitude, $i_s^*(k+1)$ is a vector containing the reference for the stator currents and $\hat{i}_s(k+1)$ is a vector containing the predictions based on the actual state and control effort. More complicated cost functions can be devised for instance to minimize the harmonic content and/or the VSI losses [11].

E. Optimizer

The predictive model should be used 64 run to consider all possible voltage vectors. Figure 2 shows the redundancy of the switching state results in only 49 different vectors (48 active and 1 null). This consideration is commonly known as the optimal solution. For a generic multiphase machine, where f is the number of phase and ε the search space (49 vectors for the particular case of the dual three-phase induction machine), the optimization algorithm produces the optimum gating signal combination \mathbf{S}^{opt} as follows:

Algorithm 1 Proposed algorithm

comment: Optimization algorithm.

$J_o := \infty$, $i := 1$

while $i \leq \varepsilon$ **do**

$\mathbf{S}_i \leftarrow \mathbf{S}_{i,j} \forall j = 1, \dots, f$

comment: Compute stator voltages. Eq. 12.

$\mathbf{U}_{\alpha\beta xy s} = [u_{\alpha s}, u_{\beta s}, u_{xs}, u_{ys}, 0, 0]^T = V_{dc} \cdot \mathbf{T} \cdot \mathbf{M}$

comment: Compute the prediction of the measurement state, considering $\mathbf{X}_b(0) = 0$.

$\mathbf{X}_a(k+1) = \bar{\mathbf{A}}_{11}\mathbf{X}_a(k) + \bar{\mathbf{B}}_1\mathbf{U}_{\alpha\beta s} + \bar{\mathbf{A}}_{12}\mathbf{X}_b(k)$

comment: Compute the cost function. Eq. 23.

$J = \|\hat{e}_{i\alpha s}(k+1|k) + \hat{e}_{i\beta s}(k+1|k)\|^2$

if $J < J_o$ **then**

$J_o \leftarrow J$, $\mathbf{S}^{opt} \leftarrow \mathbf{S}_i$

end if

$i := i + 1$

end while

comment: Compute the prediction of the unmeasurable state. Eq. 19.

$\hat{\mathbf{X}}_b(k+1) = (\bar{\mathbf{A}}_{22} - \mathbf{K}_e\bar{\mathbf{A}}_{12})\hat{\mathbf{X}}_b(k) + \mathbf{K}_e\mathbf{Y}(k+1) + (\bar{\mathbf{A}}_{21} - \mathbf{K}_e\bar{\mathbf{A}}_{11})\mathbf{Y}(k) + (\bar{\mathbf{B}}_2 - \mathbf{K}_e\bar{\mathbf{B}}_1)\mathbf{U}_{\alpha\beta s}(k)$

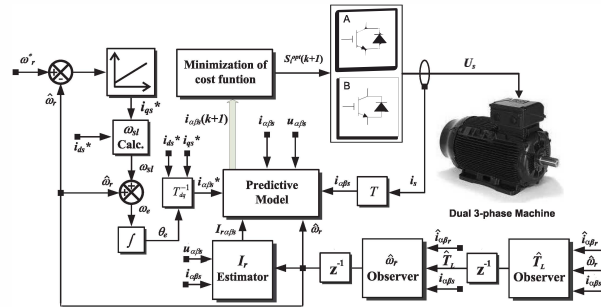


Fig. 3. Proposed predictive speed control technique for the asymmetrical dual three-phase induction motor

V. PROPOSED PREDICTIVE CONTROL METHOD

From the point of view of the inner loop of the current control, conventional predictive control avoids the use of proportional-integral (PI) controllers and modulation techniques since a single switching vector is applied during the whole switching period. This procedure is somewhat similar to original DTC schemes and leads to variable switching frequency. The proposed control technique selects the contractions by solving an optimization problem for each sampling period. A model of the real system, which is the asymmetrical dual three-phase induction machine, is used to predict its output. This prediction is carried out for each possible output, or switching vector, of the six-phase inverter to determine which one minimizes a defined cost function, and therefore, the model of the real system, also called predictive model, must be used considering all possible voltage vectors in the six-phase inverter. As the rotor current can not be measured directly, it should be estimated using a reduced order estimator based on a Luenberger observer. Different cost functions (named J) can be used, to express different control criteria. The absolute current error, in stationary reference frame ($\alpha - \beta$) for the next sampling instant is normally used for computational simplicity. In this case, the cost function is defined as (Eq. 23), where i_s is the stator reference current and $i_{\alpha\beta}(k+1)$ is the predicted stator current which is computationally obtained using the predictive model. However, other cost functions can be established, including harmonics minimization, switching stress or VSI losses [10]. Proportional integral (PI) controller is used in the speed sensorless control loop, based on the indirect vector control schema because of its simplicity. In the indirect vector control scheme, PI speed controller is used to generate the reference current i_{ds}^* in dynamic reference frame. The current reference used by the predictive model are obtained from the calculation of the electric angle used to convert the current reference, originally in dynamic reference frame ($d-q$), to static reference frame ($\alpha-\beta$). The process of calculation of the slip frequency (ω_{sl}) is performed in

TABLE I
PARAMETERS OF THE ASYMMETRICAL DUAL 3-PHASE AC MACHINE

Parameter	Symbol	Value
Stator resistance	$R_s(\Omega)$	1.63
Rotor resistance	$R_r(\Omega)$	1.08
Stator inductance	$L_s(\text{H})$	0.2792
Rotor inductance	$L_r(\text{H})$	0.2886
Mutual inductance	$L_m(\text{H})$	0.2602
Inertia	$J_s(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.109
Pairs of poles	P	3
Friction coefficient	$B(\text{kg}\cdot\text{m}^2/\text{s})$	0.021
Nominal frequency	$\omega_n(\text{Hz})$	50

the same manner as the Indirect Field Orientation methods, from the reference currents in dynamic reference frame ($i_{d_s}^*$, $i_{q_s}^*$) and the electrical parameters of the machine (R_r , L_{ls}). Finally, using the rotor current estimate and the load torque observer (Eq. 22) is calculated an estimate of the speed (Eq. 20). A detailed block diagram of the proposed sensorless speed control technique for the asymmetrical dual three-phase induction motor drive is provided in Fig. 3.

VI. SIMULATION RESULTS

A Matlab/Simulink simulation environment has been designed for the VSI-fed asynchronous dual three-phase induction machine, and simulations have been performed to show the efficiency of the proposed predictive speed control technique. Numerical integration using fourth order Runge-Kutta algorithm has been applied to compute the evolution of the state variables step by step in the time domain. Table I shows the electrical and mechanical parameters for the asymmetrical dual three-phase induction machine. The efficiency of the proposed speed sensorless control algorithm for the asymmetrical dual three-phase induction machine has been evaluated, under unload conditions, with respect to the mean squared error (MSE) of the speed and current tracking. In all cases is considered a sampling frequency of 6.5 kHz. The Fig. 4 shows the simulation results for a multi-step speed

references [180, 220, -220, -180] revolutions per minute (rpm), if we consider a fixed reference current ($i_{ds}^* = 1$ A). The subscripts $(\alpha - \beta)$ represent quantities in the stationary frame reference of the stator currents. The estimated speed is feedback into the closed loop for speed regulation and a PI controller is used in the speed regulation loop as shown in Fig. 3. Furthermore, it can be seen from this graph (as zoom), the change in the phases of the stator currents in the $(\alpha - \beta)$ subspace, caused by the reversal of the direction of rotation of the machine. Under these test conditions, the MSE in the speed and current tracking (in steady state) are 1.78 rpm and 0.065 A, respectively.

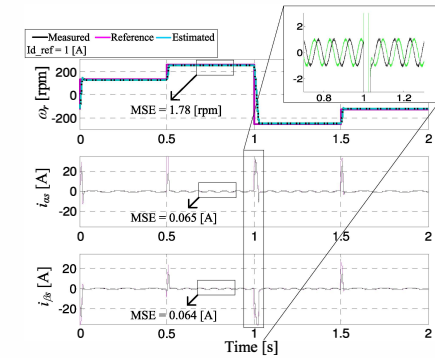


Fig. 4. Simulation results for a multi-step speed references application.

Figure 5 shows a multi-step load torque application response [15, 30, -30, -15] [Nm], and the rotor current evolution (measured and observed) in a stationary reference frame. It can be seen in this graph the amplitude variation of the rotor current in function to the load torque applied to the machine. These simulation results substantiate the expected performance of the proposed algorithm, based on a reduced order estimator which uses a Luenberger observer. The estimated rotor current converges to real values for these test conditions as shown in figures, proving that the observed performance is satisfactory.

VII. CONCLUSION

The field of multiphase induction motor drives has experienced a substantial growth from the beginning of this century. Research has been recently conducted worldwide, and numerous interesting developments have been reported in the literature, particularly in relation to the control algorithms. This paper proposes a sensorless speed control scheme using an inner loop based on the MBPC control. The MBPC is described using a state-space representation, where the rotor and stator current are the state variables. The rotor current is estimated using a reduced order estimator based on a Luenberger observer. The theoretical development of the reduced order estimator has been validated by simulation results. The

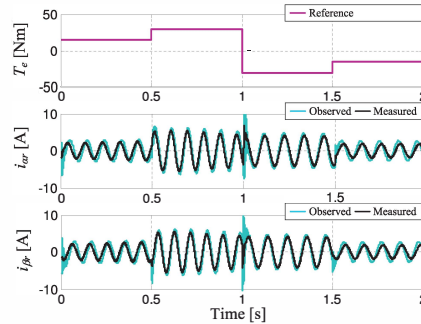


Fig. 5. Simulation results for a multi-step load torque application.

method avoids the use of modulation techniques and has proven to be efficient even when considering that the machine is operating under varying load regimes.

ACKNOWLEDGMENT

The authors gratefully acknowledge the Paraguay Government for the economical support provided by means of a Conacyt Grant (project 10INV01). Also, they wish to express their gratitude to the anonymous reviewers for their helpful comments and suggestions.

REFERENCES

- [1] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 1893-1909, May 2008.
- [2] P. L. Alger, E. H. Freiburghouse, and D. D. Chase, "Double windings for turbine alternators," *AIEE Trans.*, vol. 49, pp. 226-244, Jan. 1930.
- [3] R. Bojoi, E. Levi, F. Farina, A. Tenconi, and F. Profumo, "Dual three-phase induction motor drive with digital current control in the stationary reference frame," *Proc. Inst. Elect. Eng.-Elect. Power Appl.*, vol. 153, no. 1, pp. 129-139, Jan. 2006.
- [4] D. Haddouche, L. Baghli, and A. Rezzoug, "Space-vector PWM techniques for dual three-phase AC machines: Analysis, performance evaluation, and DSP implementation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 4, pp. 1112-1122, Jul/Aug. 2006.
- [5] P. Cortés, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodríguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4312-4324, Dec. 2008.
- [6] J. Holtz, "Sensorless control of induction motor drives," *Proc. IEEE*, vol. 90, no. 8, pp. 1359-1394, Aug. 2002.
- [7] Orlowska-Kowalska, T. Dybkowski, M., "Stator-Current-Based MRAS Estimator for a Wide Range Speed-Sensorless Induction-Motor Drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 4, pp. 1296-1308, Apr. 2010.
- [8] Y. Zhao and T. A. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 5, pp. 1100-1109, Sep/Oct. 1995.
- [9] Gene Franklin et al., "Digital Control of Dynamic Systems", Ed. Addison - Wesley, 1998.
- [10] J. Guzinski, H. Abu-Rub, M. Digué, Z. Krzeminski, A. Lewicki, "Speed and Load Torque Observer Application in High-Speed Train Electric Drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 57, no. 2, pp. 565-574, Feb. 2010.
- [11] F. Barrero, M.R. Arhah, R. Gregor, S. Toral, M.J. Durán, "A proof of concept study of predictive current control for VSI driven asymmetrical dual three-phase AC machines," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, in press, doi: 10.1109/TIE.2008.2011604.

Impact of Magnetic Saturation on the Model-based Predictive Control for Asymmetrical Dual-three phase Induction Machine: Sensitivity Analysis

J. Rodas, R. Gregor

Department of Power and Control Systems
Engineering Faculty of the National University of Asunción, Paraguay
jrodas@ing.una.py, rgregor@ing.una.py

Abstract

The methodology most commonly used to analyze the effect of magnetic saturation is based on the representation of mathematical model in dynamic axes ($d-q$) using a state-space variables representation. This paper attempts to study the impact of magnetic saturation on the speed control of asymmetrical dual three-phase AC machines by using a Model-based Predictive Current Controller (MBPC). Although different approaches have been proposed in the literature for selecting the state variables, only a few of them explicitly consider the effect of magnetic saturation. Simulation results are provided to examine the impact of magnetic saturation, considering the stator currents and magnetization flux in ($d-q$) axis as state variables. Finally, simulation results are compared with similar speed control algorithms which consider mitigation of magnetic saturation effect.

1 Introduction

Multiphase electrical drives have been recently proposed for applications where some specific advantages (lower torque pulsations and DC link current harmonics, higher overall system reliability and better power distribution per phase) can be better exploited. Among these multiphase drives, symmetrical and asymmetrical dual three-phase AC machines have been used in specific applications since the late 1920s. The two-level voltage-source-inverter (VSI)-fed dual three-phase induction machine with two sets of three-phase stator windings spatially shifted by 30 electrical degrees and isolated neutral points is probably one of the most widely discussed topologies [1].

Current control in VSI-fed dual three-phase induction motor drives is usually based on the multidimensional extension of three-phase current controllers, coping with unbalanced currents, machine asymmetries and large harmonic currents. The peculiarities of this system have drawn attention from people in developing effective control strategies at the expense of degrading the generalization of the three-phase current control method. The difficulties in the generalization of the control method can be overcome by using a predictive control technique, which is a control theory that was developed at the end of the 1970s. It avoids the use of controllers and modulation techniques, thus providing a natural generalization of the three-phase control technique. MBPC is based on a model of the real system, also called "predictive model", used to predict its future state evolution. This prediction is carried out for each possible VSI switching vector to determine which one minimizes a defined cost function. Although MBPC is a well established control discipline, its applicability to fast processes, like electromechanical drives, is limited due to its high computational cost. Nevertheless, the increase in computing power of

microprocessors has recently made MBPC plausible for controlling conventional three-phase power converter and electrical drives. In electrical drives, the predictive model is usually built with the assumption of linear magnetic for simplicity. This is a good approximation especially when the machine has no load and at low flux levels, but it becomes inaccurate when the flux level is increased. If the machine has to be operated at flux levels well above its rating, the predictive model must consider saturation to be useful [2].

This paper considers, for the first time, the speed control of induction machines by using a MBPC which makes explicit the effect of magnetic saturation. The performance of the proposed control technique in an asymmetrical dual three-phase AC drive is studied for quasi-balanced operation, by comparing the control results with those of an analog controller strategy which does not consider the effect of magnetic saturation in the predictive model.

2 Saturated Machine Model

It is possible to model the machine by using a state-space representation, based on the vector space decomposition (VSD) approach and the dynamic reference transformation. This model is given by

$$[\mathbf{u}]_{dq} = [\mathbf{A}] \frac{d}{dt} [\mathbf{x}]_{dq} + [\mathbf{B}] [\mathbf{x}]_{dq}, \quad (1)$$

where $[\mathbf{u}]_{dq} = [u_{ds} \ u_{qs} \ 0 \ 0]^T$ denotes the input vector and $[\mathbf{x}]_{dq} = [i_{ds} \ i_{qs} \ \psi_{dm} \ \psi_{qm}]^T$ the state vector.

The matrices $[\mathbf{A}] = \begin{bmatrix} L_{ls} & 0 & 1 & 0 \\ 0 & L_{ls} & 0 & 1 \\ -L_{lr} & 0 & 1 + \frac{L_{lr}}{L_m} & 0 \\ 0 & -L_{lr} & 0 & 1 + \frac{L_{lr}}{L_m} \end{bmatrix}$, and $[\mathbf{B}] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_a L_{ls} & 0 & -\omega_a \\ \omega_a L_{ls} & R_s & \omega_a & 0 \\ -R_r & \omega_{sl} L_{lr} & \frac{R_r}{L_m} & -\omega_{sl} \sigma \\ -\omega_{sl} L_{lr} & -R_r & \omega_{sl} \sigma & \frac{R_r}{L_m} \end{bmatrix}$ define the

dynamics of the electrical drive and could be seen as a set of state variables, where ω_{sl} is the slip which is given by: $\omega_{sl} = \omega_a - \omega_r$, being ω_r the electrical angular speed of rotation of the rotor. L_{ls} and L_{lr} are leakage inductances of stator and rotor, respectively, L_m is the mutual inductance, and $\sigma = 1 + \frac{L_{lr}}{L_m}$. Using selected state-space variables and amplitude invariant criterion in the transformation, the mechanical part of the drive is given by $T_e = P(\psi_{dm} i_{qs} - \psi_{qm} i_{ds})$ and $J_i \frac{d}{dt} \omega_r + B \omega_r = P(T_e - T_L)$, where T_e is the generated torque, T_L the load torque, P the number of pairs of poles, J_i the inertia coefficient and B the friction coefficient.

It can be noted that $(d - q)$ equations are similar to those of a three-phase machine so the control of the asymmetrical dual three-phase machine can be greatly simplified. The equations of the $(x - y)$ subspace do not link to the rotor side and consequently do not influence the machine dynamics, however, they are an important source of Joule losses in the machine. These equations can be written as

$$[u]_{xy} = \begin{bmatrix} L_{ls} & 0 \\ 0 & L_{ls} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} [i]_{xy} + \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} [i]_{xy}, \quad (2)$$

by using the state-space representation.

3 Predictive Model

Assuming the saturated model described by (Eq.1) and using the state variables defined by the vector $[x]_{dq}$, we can define the following set of equations

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= c_3 (u_{ds} - R_s x_1 + \omega_a L_{ls} x_2 + (\omega_a - \omega_{sl}) x_4) + c_4 \left(-R_r x_1 + \omega_{sl} L_{lr} x_2 + \frac{R_r}{L_m} x_3 \right) \\ \dot{x}_2 &= c_3 (u_{qs} - R_s x_2 - \omega_a L_{ls} x_1 - (\omega_a - \omega_{sl}) x_3) + c_4 \left(-R_r x_2 - \omega_{sl} L_{lr} x_1 + \frac{R_r}{L_m} x_4 \right) \\ \dot{x}_3 &= c_5 (u_{ds} - R_s x_1 + \omega_a L_{ls} x_2 + \omega_a x_4) + c_7 \omega_{sl} x_4 + c_6 \left(R_r x_1 - \omega_{sl} L_{lr} x_2 - \frac{R_r}{L_m} x_3 \right) \\ \dot{x}_4 &= c_5 (u_{qs} - R_s x_2 - \omega_a L_{ls} x_1 - \omega_a x_3) - c_7 \omega_{sl} x_3 + c_6 \left(R_r x_2 + \omega_{sl} L_{lr} x_1 - \frac{R_r}{L_m} x_4 \right) \end{aligned} \quad (3)$$

where $c_1 = \frac{1}{L_{ls}}$, $c_2 = \frac{L_m}{L_m + L_{lr}}$, $c_3 = \frac{c_1}{1 + c_1 c_2 L_{lr}}$, $c_4 = c_3 c_2$, $c_5 = c_4 L_{lr}$, $c_6 = \frac{c_4}{c_1}$, $c_7 = \frac{c_6}{c_2}$.

Stator voltages are related to the input control signals through the inverter model. Taking into account this, the simplest model has been considered in order to speed up the optimization process. Then if the gating signals are arranged in the vector $\mathbf{S} = [S_a, S_x, S_b, S_y, S_c, S_z] \in \mathbf{R}^6$,

where $\mathbf{R} = \{0, 1\}$, the stator voltages can be obtained from $\mathbf{M} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 0 & -1 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & 2 & 0 & -1 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & 2 & 0 & -1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & 2 & 0 & -1 \\ -1 & 0 & -1 & 0 & 2 & 0 \\ 0 & -1 & 0 & -1 & 0 & 2 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{S}^T$.

An ideal inverter converts gating signals into stator voltages that can be projected to $(\alpha - \beta)$ and $(x - y)$ subspaces and gathered in a row vector $\mathbf{U}_{\alpha\beta xys}$ computed as:

$$\mathbf{U}_{\alpha\beta xys} = [u_{\alpha s}, u_{\beta s}, u_{xs}, u_{ys}, 0, 0]^T = V_{dc} \cdot \mathbf{T} \cdot \mathbf{M}, \quad (4)$$

being V_{dc} the DC link voltage and the superscript $(^T)$ indicates the transposed matrix. Applying the rotational transformation to the $(\alpha - \beta)$ components, we can obtain

$$\mathbf{U}_{dqs} = [u_{ds}, u_{qs}]^T = \mathbf{T}_{dq} \cdot \begin{bmatrix} u_{\alpha s} \\ u_{\beta s} \end{bmatrix}. \quad (5)$$

By combining the equations (3)-(5), a nonlinear set of equations arises that can be written in state space form:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{X}}(t) &= f(\mathbf{X}(t), \mathbf{U}(t)) \\ \mathbf{Y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{X}(t) \end{aligned} \quad (6)$$

with state vector $\mathbf{X}(t) = [x_1, x_2, x_3, x_4]^T$, input vector $\mathbf{U}(t) = [u_{\alpha s}, u_{\beta s}]$, and output vector $\mathbf{Y}(t) = [x_1, x_2]^T$. The components of the vectorial function f and the matrix \mathbf{C} are obtained in a straightforward manner from (Eq. 3) and the definitions of state and output vector. Model (Eq. 6) must be discretized in order to be used for the predictive controller. A forward Euler method is used in order to keep a low computational cost. Due to this fact, the resulting equations will have the required digital control form, with predicted variables depending just on past values and not on present values of the variables. Thus, a prediction of the future next-sample state $\hat{\mathbf{X}}(k+1|k)$ made at sample time (k) is expressed as

$$\hat{\mathbf{X}}(k+1|k) = \mathbf{X}(k) + T_m f(\mathbf{X}(k), \mathbf{U}(k)) \quad (7)$$

where (k) is the current sample number and T_m the sampling time.

3.1 State estimation

In the state space description proposed in (6), only stator currents, voltages and mechanical speed are measurable. Stator voltages are easily predicted from gating commands issued to the VSI, magnetising flux, however, cannot be directly measured. This difficulty can be overcome by means of estimating the magnetising flux using the concept of reduced-order estimators. The reduced-order estimators provide an estimate for only the unmeasured part of state vector, then, the evolution of states can be written as

$$\begin{bmatrix} X_a(k+1) \\ X_b(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{A}_{11} & \bar{A}_{12} \\ \bar{A}_{21} & \bar{A}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a(k) \\ X_b(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{B}_1 \\ \bar{B}_2 \end{bmatrix} U_{dqs} \quad (8)$$

$$Y(k) = \begin{bmatrix} \bar{I} & \bar{0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a(k) \\ X_b(k) \end{bmatrix}$$

where X_a is the portion directly measured, which is Y , X_b is the remaining portion to be estimated and A and B are matrices obtained in a straightforward manner from (7). The portion describing the dynamics of the unmeasured state is $X_b(k+1) = \bar{A}_{22}X_b(k) + \bar{A}_{21}X_a(k) + \bar{B}_2U_{dqs}$, where the last two terms on the right are known and can be considered as an input to the X_b dynamics. This equation represents a relationship between a measured quantity on the left and the unknown state vector on the right. X_a portion may be expressed as $X_a(k+1) - \bar{A}_{11}X_a(k) - \bar{B}_1U_{dqs} = \bar{A}_{12}X_b(k)$. Therefore, the reduced-order estimator equations can be obtained from

$$\hat{X}_b(k+1) = (\bar{A}_{22} - K_e\bar{A}_{12})\hat{X}_b(k) + K_eY(k+1) + (\bar{A}_{21} - K_e\bar{A}_{11})Y(k) + (\bar{B}_2 - K_e\bar{B}_1)U_{dqs}(k), \quad (9)$$

where K_e represents the gain observer matrix. Note that the estimator (9) can be also represented as a function of $Y(k)$ by means of a change of variable as follows

$$\begin{aligned} \eta(k) &= X_b - K_eX_a(k) = X_b - K_eY(k) \\ \hat{\eta}(k) &= \hat{X}_b - K_eX_a(k) = \hat{X}_b - K_eY(k). \end{aligned} \quad (10)$$

Then the equation (9) can be written as:

$$\begin{aligned} \hat{\eta}(k+1) &= (\bar{A}_{22} - K_e\bar{A}_{12})\hat{\eta}(k) + (\bar{B}_2 - K_e\bar{B}_1)U_{dqs}(k) \\ &\quad + [(\bar{A}_{22} - K_e\bar{A}_{12})K_e + \bar{A}_{21} - K_e\bar{A}_{11}]Y(k). \end{aligned} \quad (11)$$

The equations (10) and (11) describe the dynamics of the reduced-order estimators.

3.2 Cost function

The cost function must include all variables to be optimized. In current control the most important figure is the tracking error in the predicted stator currents for the next sampling time. To minimize this quantity at each sampling time k it suffices to use a simple expression such as

$$J = \| i_{ds}^*(k+1) - \hat{i}_{ds}(k+1) + i_{qs}^*(k+1) - \hat{i}_{qs}(k+1) \|^2, \quad (12)$$

where $\| \cdot \|$ denotes vector modulus, i_s^* is a vector containing the reference for the stator currents and $\hat{i}_s(k+1)$ is a vector containing the predictions based on the actual state and control move. More complex cost functions can be devised for instance to minimize harmonic content and/or VSI losses. Also, in multi-phase drives stator current can be decomposed in subspaces indifferent ways. An appropriate decomposition allows us to put more emphasis on harmonic reduction as will be shown in the case study for a six-phase motor drive [3].

3.3 Optimizer

The predictive model must be run 64 times to consider all possible voltage vectors. However, the redundancy of the switching states results in only 49 different vectors (48 active and 1 null). This is commonly known as the optimal solution. The number of voltage vectors required to evaluate the predictive model can be further reduced if only the 12 outer vectors (the largest ones) are considered. This assumption is considered if sinusoidal output voltage is required and it is not necessary to synthesize $(x - y)$ components. In this way, the optimizer can be implemented by using only 13 stator voltage vectors (12 active and 1 null vectors) [4].

For a generic multi-phase machine, where f is the phase number and ε the search space (49 or 13 vectors), the optimization algorithm obtains the optimum gating signal combination S^{opt} as follows:

Algorithm 1 Optimization algorithm

```

 $J_o := \infty, i := 1$ 
while  $i \leq \varepsilon$  do
   $S_i \leftarrow S_{i,j} \forall j = 1, \dots, f$ 
  comment: Compute stator voltages. Eq. 4.
  comment: Compute the prediction of the measurement state, considering  $X_b(0) = 0$ .
   $X_a(k+1) = \bar{A}_{11}X_a(k) + \bar{B}_1U_{\alpha\beta s} + \bar{A}_{12}X_b(k)$ 
  comment: Compute the cost function  $J$ . Eq. 12.
  if  $J < J_o$  then
     $J_o \leftarrow J, S^{opt} \leftarrow S_i$ 
  end if
   $i := i + 1$ 
end while
comment: Compute the prediction of the unmeasurable state. Eq. 9.

```

4 Proposed predictive control method

From the point of view of the current control inner loop, conventional predictive control avoids the use of proportional-integer (PI) controllers and modulation techniques since a single switching vector is applied during the whole switching period. This procedure is similar to original Direct Torque Control (DTC) schemes and leads to variable switching frequency. Furthermore, the voltage harmonics are spread over the entire frequency spectrum instead of being concentrated around certain predefined frequencies. Both the variable switching frequency and the spread harmonic characteristic are undesirable for two main reasons: firstly, a constant switching frequency allows a better design and selection of the switching devices since the stress of the switches can be known a priori, which is not the case in conventional predictive control schemes. Secondly, the filtering of the current harmonics is easier than in the case where the load voltage spectrum is spread over a wide range of frequencies. In order to overcome the problems of dealing with variable frequencies, original DTC schemes with hysteresis controllers and selection tables were modified in the 90's, by including space vector pulse width modulation (SVPWM) to have fixed switching frequency. New constant switching frequency DTC schemes have been successful, including the fast torque response of DTC and the fixed switching frequency of modulated vector control. Our proposal follows a similar procedure, but for the case of predictive control, achieving a constant switching frequency control scheme.

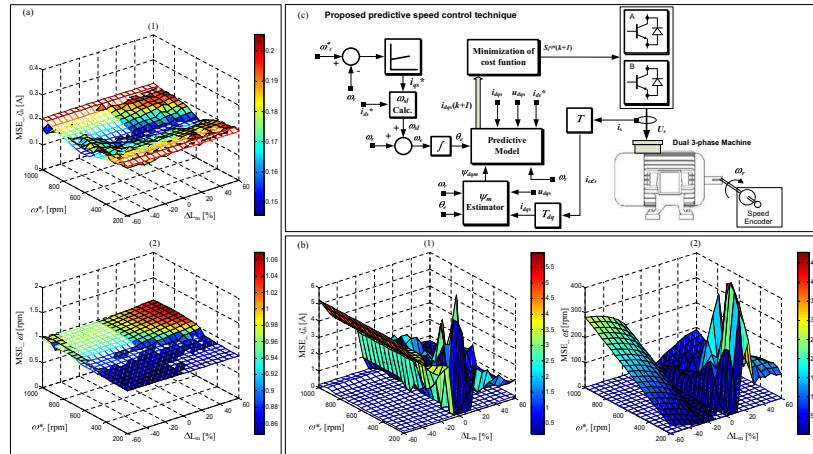


Figure 1: (a) Predictive model type II, (a.1) MSE of the current reference (i_{ds}^*), (a.2) MSE of the reference speed (ω_r^*) in revolutions per minute (rpm). (b) Predictive model of type I, (b.1) MSE of the current reference, (b.2) MSE of the reference speed. (c) Proposed predictive speed control technique for the asymmetrical dual three-phase induction motor.

In addition, the use of a single switching vector during the whole period in classical predictive current controllers makes it impossible to achieve null $(x - y)$ voltage components since every switching vector S is associated with certain $(x - y)$ components that can be calculated using the vector space decomposition (VSD).

The proposed speed control method is based on predictive SVPWM current control and aims at improving the aforementioned problems by combining various states of the VSI within one sample period. The main idea of the proposed method is to use the predictive control to replace the standard PI current controllers, but to maintain a conventional modulation technique. Following our approach it is possible to achieve fixed switching frequency, adequate voltage harmonic spectrum profile, and null $(x - y)$ voltage components, while the fast torque and current responses are also maintained thanks to the predictive current control inner loop. A detailed block diagram of the proposed predictive speed control technique for the asymmetrical dual three-phase induction motor drive is provided in Fig.1(c).

5 Simulation results for the case study

The proposed speed control method is based on predictive current control shown in [5]. The main idea of the proposed method is to use the predictive control to replace the standard PI current controllers. A detailed block diagram of the proposed predictive speed control technique for the asymmetrical dual three-phase induction motor drive is provided in Fig.1(c). A Matlab/Simulink simulation environment has been designed for the voltage-source-inverter (VSI)-fed asynchronous dual three-phase induction machine and simulations have been performed to prove the efficiency of the predictive speed control method proposed. The electrical and me-

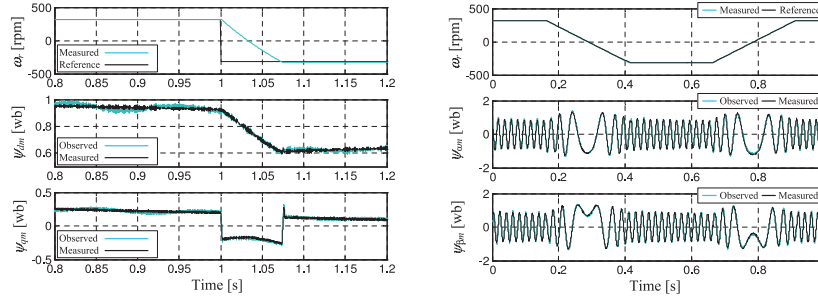


Figure 2: (a) Simulation results for a ± 320 rpm step wave speed comand tracking. (b) Simulation results for a ± 320 rpm trapezoidal speed reference.

chanical parameters for the asymmetrical dual three-phase induction machine are established as follows: stator resistance ($R_s = 1.63\Omega$), rotor resistance ($R_r = 1.08\Omega$), stator inductance ($L_s = 0.2792H$), rotor inductance ($L_r = 0.2886H$), mutual inductance ($L_m = 0.2602H$), inertia ($J_i = 0.109kg.m^2$), pairs of poles ($P = 3$), friction coefficient ($B = 0.021kg.m^2/s$) and the nominal frequency ($\omega_a = 50Hz$).

The impact of magnetic saturation on the model-based predictive control for asymmetrical dual three-phase induction machine has been evaluated under no-load conditions. In all cases a sampling time of 6.5 kHz has been considered. Figure 1(a) shows the performance of the proposed control method based on a full saturated predictive model versus the to mean squared error (MSE) of the current reference (i_{ds}^*) in Amperes (A). Fig.1(b) is an analogous representation with respect to MSE of the reference speed (ω_r^*) in revolutions per minute (rpm). In addition, Figs. 1 (a) and (b) show the sensitivity analysis to the changes of the magnetizing inductance in a variation range of 60% of nominal value and reference speeds between 200 and 1000 rpm, for predictive models of type II and I, respectively. In every case, the sub-optimal solution was considered when performing the optimization process.

The obtained results in Fig.1(a) exhibit low sensibility to changes of the magnetizing inductance. Specifically in Fig.1(a.1), for $\omega_r^* = 900$ rpm and $\Delta L_m = 60\%$, it holds $MSE.i_{ds}^*[A] = 0.21$; while in Fig.1(a.2), for $\omega_r^* = 900$ rpm and $\Delta L_m = 60\%$, it holds $MSE.\omega_r^*[rpm] = 1.06$. For comparison purposes, Fig.1(b) shows the results obtained by using the proposed method but based on a predictive model of type I. The state variables are the stator and rotor currents. Results clearly indicate that the control based on a predictive model of type I presents very poor efficiency (measured in degradation in the current reference tracking and speed reference tracking) if cross-saturation is considered. Figure 1(b) confirms that although the predictive model of type I is simple because it is usually built with the assumption of linear magnetic, it may be inaccurate if the magnetic saturation effect over the asymmetrical dual three-phase AC drive is considered. Specifically in Fig.1(b.1), for $\omega_r^* = 600$ and $\Delta L_m = -60\%$, it holds $MSE.i_{ds}^*[A] = 5.2$; in Fig.2(b.2), for $\omega_r^* = 600$ rpm and $\Delta L_m = 50\%$, it holds $MSE.\omega_r^*[rpm] = 1.06$.

Figure 2 (a) shows the step response for the induction machine to a change of ± 320 rpm in the speed reference if a fixed current reference is considered ($i_{ds}^* = 1A$). In these simulation results, the subscripts ($d-q$) represent the magnetising fluxes in the synchronous frame. The measurement speed is fed back in the closed loop for speed regulation, and a PI controller is used in the speed regulation loop as shown in Fig.1(c). The reduced-order estimators described

in Section 3 are used to estimate the magnetising fluxes. Figure 2 (b) shows simulation results for a 320 rpm trapezoidal speed reference where the subscripts $(\alpha - \beta)$ represent quantities in the stationary frame reference. The simulation results show that the performance of the proposed algorithm is as expected. The estimated fluxes converge to real values for all test conditions as shown in the figures. The error between the estimated and measured fluxes is lower than 0.1 wb (Fig. 2) at any time, showing that the observer performance is satisfactory.

6 Conclusions

The research area of multiphase induction motor drives has experienced a substantial growth since the beginning of this century. Research has been recently conducted worldwide and numerous interesting developments have been reported in the literature, particularly in relation to the asymmetrical dual three-phase AC machine, the modeling of the machine and control algorithms. Different from other references, this paper shows the impact of magnetic saturation over two types of the predictive model and proposes a predictive speed control based on the magnetising fluxes estimation. The theoretical development of the magnetising fluxes estimator has been validated by simulations results. It has been shown that when considering the stator currents and magnetising fluxes as state variables it is possible to ignore the effect of magnetic saturation and the prediction model is desensitized with respect to the variation of magnetizing inductance. It is also worth noting that the magnetization inductance is one of the most difficult parameter to measure in an induction machine.

Acknowledgments

The authors gratefully acknowledge the Paraguay Government for the economical support provided by means of a Conacyt Grant (project 10INV01). Also, they wish to express their gratitude to the anonymous reviewers for their helpful comments and suggestions.

References

- [1] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, May. 2008.
- [2] P. Cortes, M. P. Kazmierkowski, R. M. Kennel, D. E. Quevedo, and J. Rodriguez, "Predictive control in power electronics and drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 12, pp. 4312–4324, Dec. 2008.
- [3] M.R. Arahal, F. Barrero, S. Toral, M.J. Durán, R. Gregor, "Multi-phase current control using finite-state model predictive control," *Control Engineering Practice*, vol. 17, no. 5, pp. 579–587, May. 2009.
- [4] F. Barrero, J. Prieto, E. Levi, R. Gregor, S. Toral, M. Durán, M. Jones, "An Enhanced Predictive Current Control Method for Asymmetrical Six-phase Motor Drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, Issue 8, pp. 3242–3252, Aug. 2011.
- [5] F. Barrero, M.R. Arahal, R. Gregor, S. Toral, M.J. Durán, "A proof of concept study of predictive current control for VSI driven asymmetrical dual threephase AC machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, Issue 6, pp. 1937–1954, Jun. 2009.

Predictive-fixed Switching Frequency Technique for 5-phase Induction Motor Drives

Abstract—This paper presents an enhanced predictive current control technique with fixed switching frequency applied to the 5-phase induction drives. This approach accurately predicts the required duty ratio for the PWM pulse for a given current reference in each digital time step using the vector space decomposition theory. The pulse width is calculated from an optimization process. The new scheme is compared with the standard model predictive control, where the switching frequency is variable. The effectiveness of the proposed approach is evaluated through simulations.

Index Terms—multiphase induction motor drives, predictive control.

I. INTRODUCTION

The research efforts on development of new topologies of AC induction drives has been majorly motivated by few important aspects. In high power safety-critical applications those aspects such as performance, reliability, smooth torque and partition of power have recently oriented the research efforts towards the multiphase AC topologies [1]. Multiphase machines are generally modeled using the well known vector space decomposition (VSD) theory [2] used with conventional three-phase machines but extended to a general n -phase machine with appropriate transformations. Additional space planes are added to account for the additional degrees of freedom [3]. Among all multiphase machines, the 5-phase induction motor is considered as the smallest phase number available in multiphase systems. One of the most important feature of the 5-phase induction machine (IM) is the capability to develop torque using not only the fundamental air-gap field, as standard 3-phase machines do, but also using the third harmonic field [4]. Several controllers are extensively addressed to control the 5-phase IM in healthy as well as in faulty mode, including field oriented control [5], direct torque control [6], predictive torque control [7] and predictive current control [8]. A recent review on multiphase machines/generators can be found in [9], [10].

The main contribution of this study comparing to previous works is the proposal of a simple predictive-fixed switching frequency current control technique applied to the 5-phase IM. The predictive model is obtained from the VSD approach using the state-space representation method where the two state variables are the stator and rotor currents. As the rotor currents are not measurable parameters, these must be estimated. To accomplish this the proposed control scheme uses the concept of reduced order estimator based on the Kalman filter.

The paper is organized as follows. Section II describes the 5-phase IM model. Section III discusses the conventional

predictive current control based on the reduced order optimal estimator using Kalman filter approach. Next, in the same section the VSI duty cycles calculation methodology is described. Section IV discusses the simulation results and provides a comparative analysis with a conventional predictive current control technique based on variable switching frequency. Finally, concluding remarks are summarized in Section V.

II. THE FIVE-PHASE IM

The studied system is a symmetrical five-phase IM with distributed and equally displaced ($\vartheta = 2\pi/5$) windings. A five-phase two-level voltage source inverter (VSI) is used to drive the multiphase machine. The electromechanical system can be modeled considering the standard assumptions of three-phase drives: uniform air gap, sinusoidal MMF distribution and, negligible core losses and magnetic saturation. The components of the multiphase drive are schematically shown in Fig. 1, where the gating signals that control the multiphase two-level VSI are represented by $[S_a, \dots, S_e]$ and their complementary values $[\bar{S}_a, \dots, \bar{S}_e]$, being $S_i \in \{0, 1\}$. Then, following the VSD approach, four independent variables appear in the system divided into two orthogonal planes called $\alpha - \beta$ and $x - y$, which groups different harmonic components. The harmonic components that contribute to the electromechanical energy conversion are mapped in the $\alpha - \beta$ plane, while $x - y$ components do not generate electrical torque in our case study. An additional axis named z also appears in relation with the zero-sequence component of the system. Stator phase voltages ($\mathbf{V}_s = [v_{as}, v_{bs}, v_{cs}, v_{ds}, v_{es}]^T$) in normal operation are obtained from the gating signals and

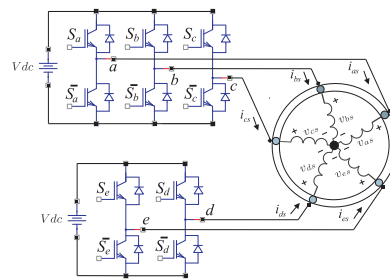


Fig. 1. Schematic diagram of the 5-phase IM drive.

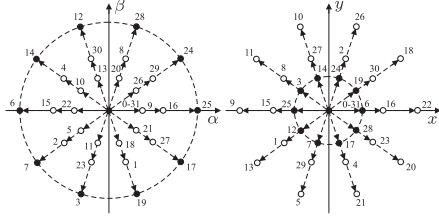


Fig. 2. Voltage space vectors and switching states in the $\alpha - \beta$ and $x - y$ sub-spaces for a five-phase symmetrical VSI.

the DC-link voltage (V_{dc}) as it is stated in (1), being detailed in (2) the VSD transformation matrix (\mathbf{T}) that defines the stator voltage vectors (\mathbf{v}_s) in the $\alpha - \beta$ and $x - y$ planes in (3). Fig. 2 shows the discrete nature of the VSI with a total number of $2^5 = 32$ different switching states and stator voltage vectors in the $\alpha - \beta$ and $x - y$ planes.

$$\mathbf{v}_s = \frac{V_{dc}}{5} \begin{bmatrix} 4 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 4 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 4 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 4 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & -1 & 4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \\ S_d \\ S_e \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\mathbf{T} = \frac{2}{5} \begin{bmatrix} 1 & \cos(\vartheta) & \cos(2\vartheta) & \cos(3\vartheta) & \cos(4\vartheta) \\ 0 & \sin(\vartheta) & \sin(2\vartheta) & \sin(3\vartheta) & \sin(4\vartheta) \\ 1 & \cos(2\vartheta) & \cos(4\vartheta) & \cos(\vartheta) & \cos(3\vartheta) \\ 0 & \sin(2\vartheta) & \sin(4\vartheta) & \sin(\vartheta) & \sin(3\vartheta) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\mathbf{v}_s = \begin{bmatrix} v_{\alpha s} & v_{\beta s} & v_{xs} & v_{ys} & v_{zs} \end{bmatrix}^T = \mathbf{T} \mathbf{V}_s \quad (3)$$

Applying the transformation matrix, the mathematical model of the five-phase induction drive can be written using the state-space representation as follows:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{X}(t) = \mathbf{A} \mathbf{X}(t) + \mathbf{B} \mathbf{U}(t) + \mathbf{H} \varpi(t) \quad (4)$$

$$\mathbf{Y}(t) = \mathbf{C} \mathbf{X}(t) + \nu(t) \quad (5)$$

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} -a_{s2} & a_{m4} & 0 & 0 & a_{r4} & a_{l4} \\ -a_{m4} & -a_{s2} & 0 & 0 & -a_{l4} & a_{r4} \\ 0 & 0 & -a_{s3} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -a_{s3} & 0 & 0 \\ a_{s4} & -a_{m5} & 0 & 0 & -a_{r5} & -a_{l5} \\ a_{m5} & a_{s4} & 0 & 0 & a_{l5} & -a_{r5} \end{pmatrix} \quad (6)$$

$$\mathbf{B} = \begin{pmatrix} c_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_3 \\ -c_4 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -c_4 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (7)$$

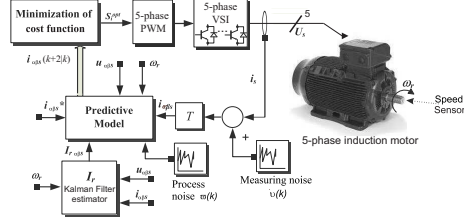


Fig. 3. Proposed predictive-fixed switching frequency current control technique for the 5-phase IM.

with state vector $\mathbf{X}(t) = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ i_{xs} \ i_{ys} \ i_{rs}]^T$, input vector $\mathbf{U}(t) = [u_{\alpha s} \ u_{\beta s} \ u_{xs} \ u_{ys}]^T$, output vector $\mathbf{Y}(t) = [i_{\alpha s} \ i_{\beta s} \ i_{xs} \ i_{ys}]^T$, and disturbance vector $\varpi(t)$ (process noise). \mathbf{H} is the noise weight matrix and $\nu(k)$ is the measurement noise. The coefficients of the matrix \mathbf{A} are defined as $a_{s2} = R_s c_2$, $a_{s3} = R_s c_3$, $a_{s4} = R_s c_4$, $a_{r4} = R_r c_4$, $a_{r5} = R_r c_5$, $a_{l4} = L_r c_4 \omega_r$, $a_{l5} = L_r c_5 \omega_r$, $a_{m4} = M c_4 \omega_r$ and $a_{m5} = M c_5 \omega_r$ with coefficients c_i defined as $c_1 = L_s L_r - M^2$, $c_2 = \frac{L_r}{L_{ls}}$, $c_3 = \frac{1}{L_{ls}}$, $c_4 = \frac{M}{c_1}$, $c_5 = \frac{L_r}{c_1}$, being ω_r the rotor electrical speed, R_s and R_r the stator and rotor resistances, L_s and L_r the stator and rotor inductances, L_{ls} the rotor leakage inductance and M the mutual inductance.

The electromagnetic torque (T_e) of the drive can be obtained from the following equation:

$$T_e = \frac{5}{2} p (\psi_{\alpha s} i_{\beta s} - \psi_{\beta s} i_{\alpha s}) \quad (8)$$

being $\psi_{\alpha s}$ and $\psi_{\beta s}$ the stator fluxes in the $\alpha - \beta$ sub-space and p the number of pairs of poles. Finally, the relationship between the torque and the rotor electrical speed can be written as:

$$J_i \frac{d}{dt} \omega_r + B_i \omega_r = p (T_e - T_L) \quad (9)$$

being T_L the load torque, and J_i and B_i the inertia and the friction coefficients, respectively. These equations are the basis for the conventional predictive current control (PCC) method, as will be shown in the next section.

III. PCC IN SYMMETRICAL 5-PHASE IM

Fig. 3 shows the proposed scheme of the predictive-fixed switching frequency current control technique for the 5-phase IM. The basis of the PCC method is the predictive model, obtained from the discretization of the model of the real system, eq. (4)-(7). This model enables the computation of a prediction of the state ($\hat{\mathbf{X}}_{[k+1|k]}$) by means of:

$$\hat{\mathbf{X}}_{[k+1|k]} = f(\mathbf{X}_{[k]}, \mathbf{U}_{[k]}, T_m, \omega_r) \quad (10)$$

where k identifies the actual discrete-time sample, T_m is the sampling time, and $\hat{\mathbf{X}}_{[k+1|k]}$ is a prediction of the future state made at time k . The PCC considers the effect of all possible control actions over the evolution of the state variables, selecting (for application at the current sampling time) the one that better suits the control objectives. It is thus a very general technique as it can incorporate different objectives and constraints.

The PCC results (as in any other model-based control approach) are largely dependent on the accuracy of the predictions, and in this regard the use of rotor quantities estimators can help improving the performance as will be shown later.

The evolution of the state variables can be represented using the following equations derived from (10):

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{X}}_{a[k+1]} \\ \hat{\mathbf{X}}_{b[k+1]} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{A}}_{11} & \bar{\mathbf{A}}_{12} \\ \bar{\mathbf{A}}_{21} & \bar{\mathbf{A}}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{a[k]} \\ \mathbf{X}_{b[k]} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{B}}_1 \\ \bar{\mathbf{B}}_2 \end{bmatrix} \mathbf{U}_{\alpha\beta s} \quad (11)$$

$$\mathbf{Y}_{[k]} = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{I}} & \bar{\mathbf{0}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_{a[k]} \\ \mathbf{X}_{b[k]} \end{bmatrix} \quad (12)$$

where $\mathbf{X}_a = [i_{\alpha s[k]} \ i_{\beta s[k]}]^T$ is a vector containing the measured stator currents in $\alpha - \beta$ axes, $\mathbf{X}_b = [i_{\alpha r[k]} \ i_{\beta r[k]}]^T$ is the remaining portion of the state, which is not measured and has to be estimated, and $\bar{\mathbf{I}}$ is the identity matrix.

Consequently, the prediction of the stator currents in the fundamental flux and torque production plane (the $\alpha - \beta$ plane) and using the standard PCC solution have a measurable part ($m_{\alpha\beta[k]} = [m_{\alpha[k]} \ m_{\beta[k]}]^T$), which contains variables such as stator currents, rotor speed and the stator voltages, and a non-measured part ($e_{\alpha\beta[k]} = [e_{\alpha[k]} \ e_{\beta[k]}]^T$), i.e. rotor currents. Assuming this, the predictive equations can be written as follows:

$$\hat{i}_{\alpha\beta s[k+1|k]} = m_{\alpha\beta[k]} + e_{\alpha\beta[k]} \quad (13)$$

Equation (13) establishes a prediction of the stator currents in the $\alpha - \beta$ sub-space for the $k+1$ sampling time using the measurements of the k sampling time. Consequently, to solve the equations it is necessary to obtain an accurate estimation of the value of $\hat{e}_{[k|k]}$, which can be solved using:

$$\hat{e}_{\alpha\beta[k|k]} = \hat{e}_{\alpha\beta[k-1]} + i_{\alpha\beta s[k]} - m_{\alpha\beta[k-1]} \quad (14)$$

Considering null initial condition $\hat{e}_{\alpha\beta[0]} = 0$, the estimated portion that represents the rotor currents can be calculated from a recursive formula given by:

$$\hat{e}_{\alpha\beta[k|k]} = \hat{e}_{\alpha\beta[k-1]} + (i_{\alpha\beta s[k]} - \hat{i}_{\alpha\beta s[k-1]}) \quad (15)$$

In PCC the predicted errors are computed for each possible voltage vector. For each of them a cost function is evaluated. This cost function provides PCC with the ability of incorporating different objectives. The cost function has been typically defined in PCC as a quadratic measure of the predicted error, which is defined as:

$$\hat{e} = i_s^*[k+2|k] - \hat{i}_s[k+2|k] \quad (16)$$

where \hat{e} is second-step ahead predicted error. This choice of cost function can be mathematically expressed as:

$$J = \|\hat{e}_{\alpha\beta}\|^2 + \lambda_{xy} \|\hat{e}_{xy}\|^2 \quad (17)$$

where λ_{xy} is a tuning parameter that allows to put more emphasis on $\alpha - \beta$ or $x - y$ sub-spaces, being the $x - y$ plane in relation with the machine losses in the case study.

Instead of the simple procedure that has been successfully applied in previous research works in the field of 5-phase machines, the use of the optimal estimator based on the Kalman filter (KF) approach is selected in order to achieve the improvement in estimation accuracy and in control performance [13]. Good knowledge of such quantities will provide an optimal performance control, and KF estimator have been said to be the best choice for obtaining a high-accuracy estimation of dynamic system states.

The predictive current control technique is illustrated by Fig. 3, where the rotor current estimation \hat{i}_r is calculated every sampling time by means of the KF estimator method using the measured rotor speed ω_r and stator phase currents i_s .

A. Rotor state estimation based on Kalman filters

The KF design considers uncorrelated process and zero-mean Gaussian measurement noises, thus the systems equations can be written as:

$$\hat{\mathbf{X}}_{[k+1]} = \mathbf{A}\mathbf{X}_{[k]} + \mathbf{B}\mathbf{U}_{[k]} + \mathbf{H}\varpi_{[k]} \quad (18)$$

$$\mathbf{Y}_{[k+1]} = \mathbf{C}\hat{\mathbf{X}}_{[k+1]} + \nu_{[k+1]} \quad (19)$$

The dynamics of the KF are:

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{X}}_{b[k+1|k]} &= (\mathbf{A}_{22} - \mathbf{K}\mathbf{A}_{12})\hat{\mathbf{X}}_{b[k]} + \mathbf{K}\mathbf{Y}_{[k+1]} + \\ &(\mathbf{A}_{21} - \mathbf{K}\mathbf{A}_{11})\mathbf{Y}_{[k]} + (\mathbf{B}_2 - \mathbf{K}\mathbf{B}_1)\mathbf{U}_{\alpha\beta s[k]} \end{aligned} \quad (20)$$

being \mathbf{K} the KF gain matrix that is calculated from the covariance of the noises at each sampling time in a recursive manner as:

$$\mathbf{K}_{[k]} = \mathbf{\Gamma}_{[k]} \cdot \mathbf{C}^T \hat{\mathbf{R}}_{\nu}^{-1} \quad (21)$$

being $\mathbf{\Gamma}_{[k]}$ the covariance of the new estimation, which it is defined like a function of the old covariance estimation (φ) as follows:

$$\mathbf{\Gamma}_{[k]} = \varphi_{[k]} - \varphi_{[k]} \cdot \mathbf{C}^T (\mathbf{C} \cdot \varphi_{[k]} \cdot \mathbf{C}^T + \hat{\mathbf{R}}_{\nu})^{-1} \cdot \mathbf{C} \cdot \varphi_{[k]} \quad (22)$$

From the state equation, which includes the process noise, it is possible to obtain a correction of the covariance of the estimated state as:

$$\varphi_{[k+1]} = \mathbf{A}\mathbf{\Gamma}_{[k]} \cdot \mathbf{A}^T + \mathbf{H}\hat{\mathbf{Q}}_{\varpi} \cdot \mathbf{H}^T \quad (23)$$

This completes the required relations for the optimal state estimation using KF with PCC. Thus, \mathbf{K} provides the minimum estimation errors, given a knowledge of the process noise magnitude ($\hat{\mathbf{Q}}_{\varpi}$), the measurement noise magnitude ($\hat{\mathbf{R}}_{\nu}$), and the covariance initial condition ($\varphi_{[0]}$).

This optimal design of the KF by means of a robust covariance estimation neither is a common subject in the field nor is the purpose of our work, which is mainly focused in a proof of concept study of the predictive-fixed switching frequency technique. In our case, the KF gains will be tuned based on a heuristic method. Then, it is assumed that the estimated rotor state will produce sub-optimal results, which can be improved using more appropriate KF design methods.

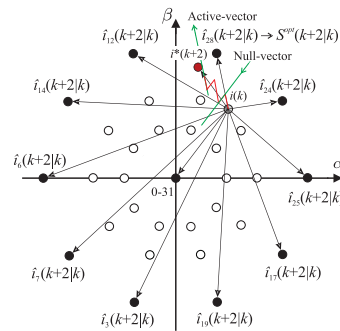


Fig. 4. Projection of the \hat{i}_s in stationary reference frame $\alpha - \beta$.

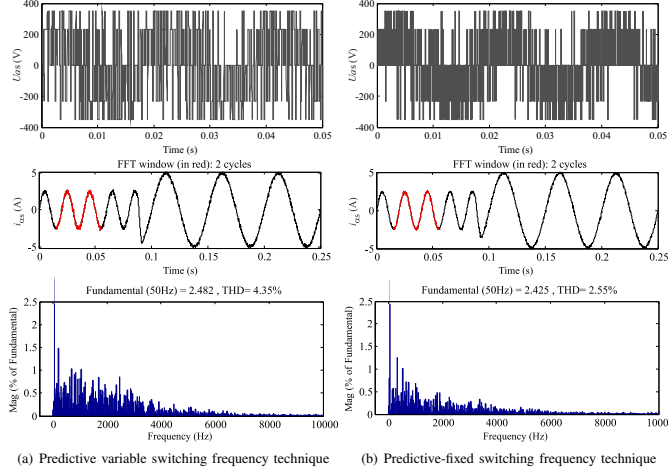


Fig. 5. Comparison from each controller considering (upper) the phase voltage evolution, (middle) the stator current in α axis and (bottom) the THD.

B. VSI duty cycles calculation

To calculate the VSI duty cycles the proposed algorithm proceeds as follows. For a desired stator current references in $\alpha - \beta$ sub-space, the proposed scheme determine the optimal vector (S^{opt}) that minimizes a defined cost function (Eq. 17) by an optimization process. The selected vector provides the optimum solution [$v_{\alpha\beta}^{opt}$, $v_{\beta\alpha}^{opt}$] in terms of currents error in the $\alpha - \beta$ sub-space. Instead of applying the chosen voltage vector to the 5-phase machine during the whole switching period, which is the procedure in conventional predictive control schemes, the proposed method uses optimal vector (S^{opt}) in combination with the VSD theory to calculate the duty cycles as follows:

$$\begin{bmatrix} \tau_a \\ \tau_b \\ \tau_c \\ \tau_d \\ \tau_e \end{bmatrix} = \frac{1}{2} + \frac{5}{8} (Vdc^{-1}) [\mathbf{V}_s]_{5 \times 5} \cdot [S^{opt}]_{5 \times 1} \quad (24)$$

The duty cycles (τ_i), being the subscript $i = a, b, c, d, e$ are associated with the VSI phases and are normalized between 0 and 1. The computation of the submodulation period (τ) is posed as an optimization problem aimed to minimize the prediction error. This procedure can be interpreted as a systematic application in one sampling period, of the optimal combination of more than one vector in order to minimize the stator current error as shown in Fig. 4.

IV. SIMULATION RESULTS

A MatLab/Simulink simulation environment has been designed to analyze the performance of the proposed predictive-fixed switching (PFS) frequency technique considering the electrical and mechanical parameters shown in Table I. Numerical integration using Runge-Kutta method has been applied to compute the evolution of the state variables step by step in the time domain. The performance of the proposed PFS method is compared with the results obtained by a conventional predictive variable switching (PVS) frequency control technique in both cases considering a 10 kHz of sampling frequency

TABLE I
ELECTRICAL AND MECHANICAL PARAMETERS

PARAMETER	5 -phase Induction Machine		
	SYMBOL	VALUE	UNIT
Stator resistance	R_s	19.45	Ω
Rotor resistance	R_r	6.77	Ω
Stator inductance	L_s	757.2	mH
Rotor inductance	L_r	695.1	mH
Magnetizing inductance	L_m	656.5	mH
System inertia	J	0.1478	kg-m ²
Viscous friction coefficient	B	0.00035984	kg-m ² /s
Nominal frequency	f_s	50	Hz
Load torque	T_L	0	N-m
Number of pole pairs	p	3	-

and full load conditions ($T_L = 10$ N-m), setting 585 V of DC-Link and assuming that the measurement (\hat{R}_ω) and process (\hat{Q}_ω) noises has known covariances values, 0.00135 and 0.013, respectively.

The cost function defined in (17) with $\lambda_{xy} = 0$, is used to evaluated the dynamic performance of the PFS and PVS methods under steady-state and transient conditions. Fig. 5 show a comparative transient response when the stator current reference at the 2.5 A @ 50 Hz is stepped to 5 A @ 25 Hz. A better performance is obtained using the proposed PFS method mainly in terms of lower total harmonic distortion (THD), Eq. (25), due to the fixed switching frequency associated with the modulation process, producing a well-defined discrete current and voltage spectra in contrast to the PVS method. The improvement obtained in the THD performance parameter is about 70% (a drop from 4.35% to 2.55%) using the PFS method at the 2.5 A @ 50 Hz operating point.

$$THD = \sqrt{\frac{1}{i_1^2} \sum_{i=2}^N i_i^2} \quad (25)$$

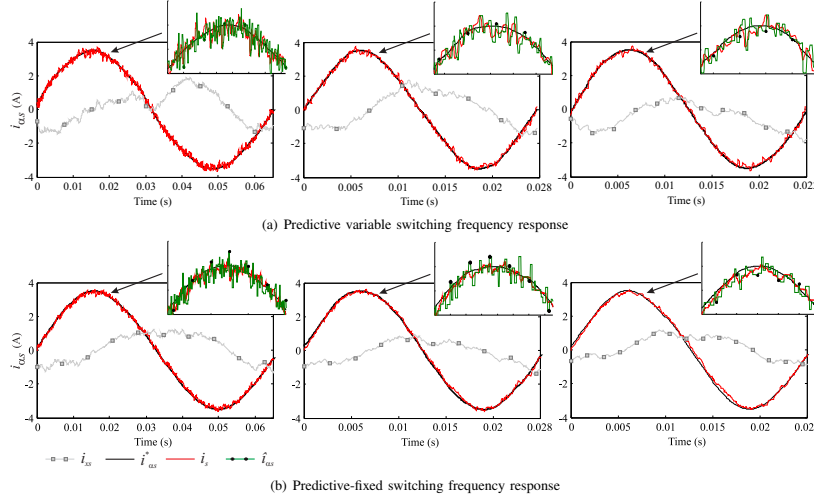


Fig. 6. Simulation results for different stator current references: @15 Hz, @35 Hz and @45 Hz, respectively.

Next, in order to compare quantitatively the different controllers several figures of merit will be used. In all cases a root mean square quantity and THD are reported. The figures of merit are: the mean squared control error, (i.e. the tracking error of the stator current) in α axis, defined as $MSE(i_{\alpha s}^* - i_{\alpha s})$, the mean squared control error in β axis, defined as $MSE(i_{\beta s}^* - i_{\beta s})$ and the THD in α axis. Please note that α axis is representative of the $\alpha - \beta$ plane as results of the THD for β axis are virtually the same. Please recall that the root mean square of a set of N values Ψ_j is computed as:

$$MSE(\Psi) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \Psi_j^2} \quad (26)$$

Three particular operating points are analyzed in more detail to quantify the improvements obtained using the proposed control method. Table II details the obtained simulated results for three operating points assuming an amplitude of 3.5 A (15 Hz, 35 Hz, and 45 Hz), where the numerical values of the performance parameters are given for the PFS and PVS methods. It can be observed that all performance parameters are improved (reduced) using the PFS current control method. For instance, the obtained THD in the stator current in α axis is in average 55 % lower using the PFS method than the PVS current control technique. The obtained $MSE_{(\alpha-\beta)}$ performance parameters are also reduced using the proposed PFS method, i.e. MSE_{α} is reduced from 0.1263 (PVS) to 0.0979 (PFS), for the particular case of 3.5 A @ 15 Hz operation point.

As observed, from the simulation results, the current reference tracking of the proposed method is very good, being even able to reduce the harmonic distortion of the stator currents without affecting the dynamic response during the transient, which is however very fast.

V. CONCLUSION

In this paper an enhanced predictive current control technique with fixed switching frequency applied to the 5-phase induction drives has been proposed and analyzed. It has been shown that it

TABLE II
PERFORMANCE ANALYSIS

f_e (Hz)	CONTROL METHOD	Parameters of performance		
		MSE_{α}	MSE_{β}	THD $_{\alpha}$ (%)
15	PFS	0.0979	0.1073	2.43
	PVS	0.1263	0.1291	3.34
35	PFS	0.1064	0.1111	2.09
	PVS	0.1278	0.1364	3.43
45	PFS	0.1211	0.1341	2.15
	PVS	0.1586	0.1691	3.47

is possible to combine the use of predictive control together with modulation techniques to increase the performance in terms of lower mean squared control error, compared with the results obtained by a variable switching frequency predictive control technique. On the other hand, maintaining the modulation technique avoids the variable switching frequency inherent in conventional predictive controls, easing the switch selection and providing a more adequate harmonic profile. Simulation results confirm the capability of the proposed predictive-fixed switching frequency control technique.

REFERENCES

- [1] M.J. Duran, I. Gonzalez, M. Bermudez, F. Barrero, H. Guzman, M.R. Arahal, "Optimal Fault-tolerant Control of Six-phase Induction Motor Drives with Parallel Converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, doi: 10.1109/TIE.2015.2461516.
- [2] Y. Zhao and T. Lipo, "Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 31, no. 5, pp. 1100-1109, 1995.
- [3] E. Levi, "Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, doi: 10.1109/TIE.2015.2434999.

- [4] A.S. Abdel-Khalik, M.I. Masoud, S. Ahmed and B.W. Williams, "Effect of current harmonic injection on constant rotor volume multiphase induction machine stators: a comparative study," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 6, pp. 2002–2013, 2012.
- [5] H. Guzman, M.J. Duran, F. Barrero, B. Bogado and S. Toral, "Speed control of five-phase induction motors with integrated open-phase fault operation using model-based predictive current control techniques," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 9, pp. 4474–4484, 2014.
- [6] L. Zheng, J.E. Fletcher, B.W. Williams and X. He, "A novel direct torque control scheme for a sensorless five-phase induction motor drive," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 2, pp. 503–513, 2011.
- [7] J.A. Riveros, F. Barrero, E. Levi, M.J. Duran, S. Toral and M. Jones, "Variable-speed five-phase induction motor drive based on predictive torque control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 8, pp. 2957–2968, 2013.
- [8] C.S. Lim, E. Levi, M. Jones, N.A. Rahim and W.P. Hew, "FCS-MPC-based current control of a five-phase induction motor and its comparison with PI-PWM control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 149–163, 2014.
- [9] F. Barrero and M.J. Duran, "Recent advances in the design, modeling and control of multiphase machines – Part 1," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, DOI: 10.1109/TIE.2015.2447733.
- [10] M.J. Duran and F. Barrero, "Recent advances in the design, modeling and control of multiphase machines – Part 2," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, DOI: 10.1109/TIE.2015.2448211.
- [11] A. Yepes, J. Riveros, J. Doval-Gandoy, F. Barrero, O. Lopez, B. Bogado, M. Jones and E. Levi, "Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings – Part 1: sinusoidal excitation methods," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 4, pp. 1056–1066, 2012.
- [12] J. Riveros, A. Yepes, F. Barrero, J. Doval-Gandoy, B. Bogado, O. Lopez, M. Jones and E. Levi, "Parameter identification of multiphase induction machines with distributed windings Part 2: time domain techniques," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 27, no. 4, pp. 1067–1077, 2012.
- [13] R. Gregor, J. Rodas, D. Gregor and F. Barrero, "Reduced-order Observer Analysis in MBPC Techniques Applied to the Six-phase Induction Motor Drives," *Induction Motors - Applications, Control and Fault Diagnostics, Intech Open Science.*, ISBN 978-953-51-2207-4, pp. 358–381, 2015.

Model Predictive Current Controller using Kalman Filter for Fault-Tolerant Five-Phase Wind Energy Conversion Systems

Abstract

Fault-tolerance is one of the most sought-to capabilities of wind energy conversion systems (WECS). The ability to maintain operation even after an open-phase fault, allows for the system operators to maintain energy production, providing tangible economic benefits. Recently, the use of multiphase drives for WECS have been proposed due to their inherent fault-tolerance capability and the capacity to manage higher power ratings. As a result, different fault-tolerant control schemes have been developed in the literature considering linear, non-linear and predictive structures and achieving different post-fault control criteria (i.e. reduce copper losses or ensure maximum torque capability). Multiphase drives control require the measurement of physical variables that provide a sufficient quantity and quality of information on the system state in order to ensure the required level of performance. However, the measurement of some physical quantities may not be possible or desired, mainly due to cost constraints and/or the decrease in system reliability. In this context, the Kalman filter (KF) estimators have been said to be the best choice for processing noisy discrete measurements and obtaining high-accuracy estimates of dynamic system states. In this paper, a fault-tolerant model-based predictive current control using a KF is proposed. In particular, the KF is used to estimate the rotor currents, improving the quality of the system model and thus the controller performance. Furthermore, the KF provides better transient response than traditional estimation methods (i.e. Luenberger observer) due to the dynamic readjustment of the filter parameters. To demonstrate the performance of the proposed algorithm, a simulation study of a WECS based on a five-phase induction drive modeled in MATLAB/Simulink, with an open-phase fault in phase “a”, is conducted implementing the proposed open-phase fault-tolerant control scheme considering the minimum copper loss and the minimum derating criteria, for post-fault operation.

I. INTRODUCTION

Wind energy conversion systems (WECS) are one of the most mature technologies in the renewable energy area. Consequently, as the world moves toward the reduction of fossil fuel based energy generation, WECS are experiencing a strong growth. Different technical, economic and environmental benefits can be obtained by integrating WECS to distribution systems such as power loss reduction, the use of clean energy, the delay on systems upgrades and increasing

reliability. Multiphase drives have been gaining attention for its use in WECS due to the increasing power rating (currently up to 10 MW) and reliability constraints (especially in offshore installations) required by the wind energy industry [1]. Fault-tolerance, defined as the ability of a system to continue operation after a fault occurrence, is feasible in multiphase drives due to the number of control degrees of freedom available as a consequence of the number of phases they possess. Multiphase drives can be subject to different types of faults due to failures in the electrical machine, the power converter or the electronic control unit [1]. Among the various types of faults, open-phase faults are considered one of the most common and non-predictable. Open-phase faults can result due to failure in either the electrical machine winding or the burnout of a power semiconductor. Research demonstrates that post-fault operation after an open-phase fault, is possible as long as: *i.* a modified set of current references is provided to the $x - y$ components, ensuring a sinusoidal magnetomotive force [2-6] and *ii.* a DC-Link voltage reserve is considered [7]. Furthermore, different post-fault control criteria can be adopted depending on the selected set of $x - y$ current references, guarantying, for example, maintaining the maximum post-fault achievable torque (minimum derating) [2,3] or ensuring minimum losses (minimum copper losses) [2-6].

Different post-fault control schemes have been proposed by the research community. Mostly based on the extension of traditional pre-fault controllers to withstand the abnormal operation of the multiphase drive. Such is the case of direct torque control (DTC) and field oriented control (FOC) implementing hysteresis [8], proportional resonant (PIR) or predictive [9] techniques. Among the different predictive techniques applied to power converters, finite-control set model-based predictive control (FCS-MPC), is particularly attractive as it takes advantage of the limited switching states of the converter for solving the optimization problem from a discrete model of the system. In particular, the use of FCS-MPC has been addressed considering either open-phase faults or IGBT-gating faults, demonstrating that FCS-MPC control strategies are capable of providing post-fault operation as long as: *i.* the machines electrical model accounts for the faulty phase, *ii.* a modified Clarke transformation is used, compensating the faulty machine asymmetries' in the $\alpha - \beta$ subspace and *iii.* the voltage vector estimation considers the faulty phase counter electromotive force [10]. The use of Kalman Filters (KF) along with FCS-MPC has been studied in [11] and has been found to provide considerably improvement on the $\alpha - \beta$ and $x - y$ current tracking. This issue is particularly relevant in WECS due to the $\alpha - \beta$ subspace is related to the electromechanical energy conversion while the $x - y$ components do not generate electrical torque in multiphase drives.

In this paper, a simulation study of a WECS based on a five-phase induction drive modeled in MATLAB/Simulink, with an open-phase fault in phase "a", is conducted implementing an open-phase fault-tolerant FCS-MPC controller using the optimal estimator approach based on a KF. The proposed controller will be tested considering two different control criteria namely, the minimum copper loss and the minimum derating.

II. PROPOSED SPEED CONTROL METHOD

The controller is based on an outer speed PI regular and an inner fault-tolerant FCS model-based current predictive controller using a KF for rotor current estimator, as shown in Fig. 1. In this context, this paper presents the theoretical performance analysis of the rotor current estimator in FCS-MPC under fault conditions.

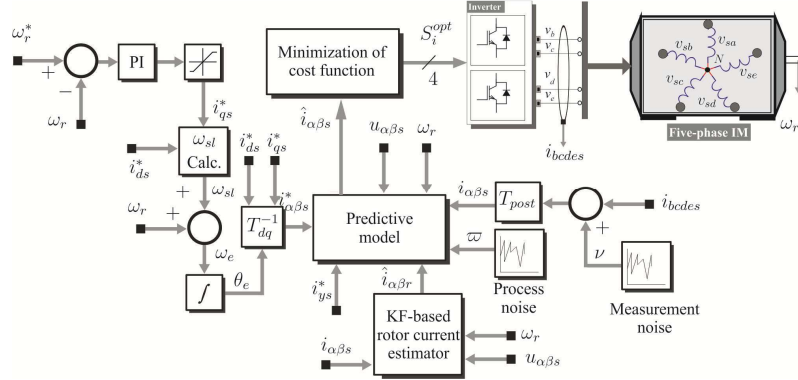


Fig. 1. Fault-tolerant FCS model-based current predictive controller using a KF for rotor current estimator

The proposed control strategy was simulated using Matlab/Simulink. The PI-based speed controller provides the q current reference (i_{qs}^*) that is used along with a fixed d current reference ($i_{ds}^* = 0.57$ A) to estimate the $\alpha - \beta$ current components by means of the Park transformation. In both cases, the x and α stator current components are fixed ($-i_{as} = i_{xs}$) [10], due to the absence of phase “a” current resulting in the loss of one control degree of freedom. On the contrary, the y current reference (i_{ys}^*) is set to either, zero for the minimum copper loss or to $-0.2631i_{\beta s}$ for the minimum derating criteria. Then, the $2^4 = 16$ switching states, available for post-fault operation, are used in the FCS-MPC along with the modified Clarke transformation (T_{post}) [10], to estimate the optimum switching state to be applied to the power converter. The torque and speed responses of the controller are presented for minimum copper loss (Fig. 2a) and minimum derating (Fig. 2b). In both cases, a speed reference ramp, saturated at 500 rpm, is set under no wind condition at $t = 0.1$ s. Next, a step torque of approximately -2.35 Nm, for minimum copper loss (Fig. 2a upper) or -2.85 Nm, for minimum derating (Fig. 2b upper), is demanded at $t = 1.5$ s (green line). Notice that with both criteria, the proposed fault-tolerant controller provides adequate speed and $x - y$ current reference tracking. As expected, phase currents possess unequal peak values when the minimum copper loss criteria is used, while equal phase currents are observed when the minimum derating criteria is applied. Furthermore, the use of the minimum derating criteria, provides extra torque capability than when the minimum copper loss is used.

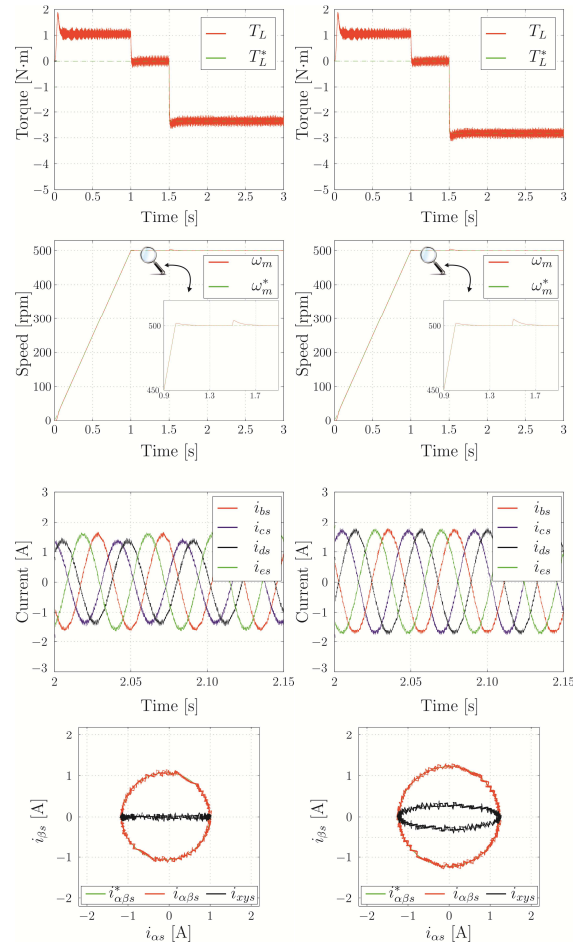


Fig. 2. Simulation results of a five-phase induction machine under an open-phase fault implementing FCS-MPC controller with rotor current estimator, with the minimum copper loss (left plot) and the minimum derating (right plot), criteria. From top to bottom: torque response; speed response; phase current evolution; stator current evolution in the $\alpha - \beta$ and $x - y$ sub-space.

III. CONCLUSIONS

Fault-tolerance is one of the most important features of multiphase drives, making them an ideal candidate for WECS applications. In this work, the Kalman filter is implemented in a fault-tolerant FCS-MPC current predictive control

to enhance the accuracy of the predictions. The proposed control strategy was simulated using Matlab/Simulink and results show the viability of the rotor current estimators in a five-phase induction generator under fault conditions. The final document will provide further insight on the inclusion of the KF in the fault-tolerant predictive control scheme. Furthermore, the controller will be analyzed considering different performance parameters such as the mean squared error and the total harmonic distortion of the stator currents in presence of measurement and process noises.

REFERENCES

- [1] M.J. Duran and F. Barrero, "Recent Advances in the Design, Modeling and Control of Multiphase Machines – Part 2," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 63, no. 1, pp. 459–468, 2016.
- [2] J.R. Fu and T.A. Lipo, "Disturbance Free Operation of a Multiphase Current Regulated Motor Drive with an Opened Phase," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 5, pp. 1267–1274, 1994.
- [3] H.M. Ryu, J.W. Kim and S.K. Sul, "Synchronous-Frame Current Control of Multiphase Synchronous Motor Under Asymmetric Fault Condition Due to Open Phases," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 42, no. 4, pp. 1062–1070, 2006.
- [4] A. Tani, M. Mengoni, L. Zarri, G. Serra and D. Casadei, "Control of Multi-Phase Induction Motors with an Odd Number of Phases Under Open-Circuit Phase Faults," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 2, pp. 565–577, 2012.
- [5] S. Dwari and L. Parsa, "Fault-Tolerant Control of Five-Phase Permanent-Magnet Motors with Trapezoidal Back EMF," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 2, pp. 476–485, 2011.
- [6] F. Locment, E. Semail and X. Kestelyn, "Vectorial Approach-Based Control of a Seven-Phase Axial Flux Machine Designed for Fault Operation," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 10, pp. 3682–3691, 2008.
- [7] A. Abdel-Khalik and A. Morsy, S. Ahmed, A. Massoud, "Effect of Stator Winding Connection on Performance of Five-Phase Induction Machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 1, pp. 3–19, 2014.
- [8] L. Parsa and H.A. Toliyat, "Fault-Tolerant Interior-Permanent-Magnet Machines for Hybrid Electric Vehicle Applications," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, no. 4, pp. 1546–1552, 2007.
- [9] M. Bermudez, H. Guzman, I. Gonzalez-Prieto, F. Barrero, M.J. Duran and X. Kestelyn, "Comparative Study of DTC and RFOC Methods for the Open-Phase Fault Operation of a 5-Phase Induction Motor Drive," in *Proc. IEEE Ind. Elec. Soc. Annual Conf. IECON*, Yokohama, Japan, 2015.
- [10] H. Guzman, M.J. Duran, F. Barrero, B. Bogado and S. Toral, "Speed Control of Five-Phase Induction Motors With Integrated Open-Phase Fault Operation Using Model-Based Predictive Current Control Techniques", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 9, pp. 4474–4484, 2014.
- [11] J. Rodas, F. Barrero, M.R. Arahall, C. Martin and R. Gregor, "On-line Estimation of Rotor Variables in Predictive Current Controllers: a Case Study Using Five-Phase Induction Machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, on review – R2 version submitted.

FPGA-based Real-Time Simulation of a Dual Three-Phase Induction Machine

Raúl Gregor*, Guido Valenzano*, José Rodríguez-Piñeiro†, Jorge Rodas*

*FACULTAD DE INGENIERÍA, UNIVERSIDAD NACIONAL DE ASUNCIÓN

Department of Power and Control Systems

†UNIVERSIDADE DA CORUÑA

*Campus Universitario

San Lorenzo, Paraguay

Phone: +595 (21) 585-581

Fax: +595 (21) 585-582

Email: rgregor@ing.una.py

URL: <http://www.dsps.com.py>

Acknowledgments

This work has been supported by Facultad de Ingeniería de la Universidad Nacional de Asunción, Xunta de Galicia, MINECO of Spain and FEDER funds of the EU under grants 2012/287 and FPU12/04139.

Keywords

<<Real Time Simulation>>, <<Device Simulation>>, <<Electrical Machine>>, <<Multiphase Drive>>, <<Field Programmable Gate Array (FPGA)>>.

Abstract

This paper presents a digital hardware implementation of a real-time simulator for a Multiphase Drive using a Field-Programmable Gate Array (FPGA) device. The simulator was developed using Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language (VHDL), with a modular and hierarchical design, making it flexible and portable. A state-space representation model suitable for FPGA implementation has been proposed for the Dual Three-Phase Induction Machine (DTPIM). The DTPIM model is computed at a fixed time-step of 10 μ s. The simulator also models a 2-level 12-pulse Insulated-Gate Bipolar Transistor (IGBT) based Voltage-Source Converter (VSC), a Pulse-Width Modulation (PWM) scheme and a measurement system. Real-time simulation outputs (stator currents and rotor speed) have been validated under steady-state and transient conditions using as reference an experimental test bench based on a DTPIM of 15 kW rated power. The results demonstrate the accuracy and efficiency of the proposed digital hardware implementation.

1 Introduction

Recently, the use of digital hardware implementations of real-time simulators have been widely applied to several research fields. In particular, the design and development of Power Electronic devices and Electrical Drives have been greatly benefited from the advances associated with the real-time simulation techniques [1]–[3]. In Electrical Drives applications before prototyping, the controller stage is usually subjected to several cycles of testing and re-designs in an expensive facility containing the power converter, electrical machines, sensors, switchgear and other test equipments. The very active research area in this field is justified from the point of view of the implementation costs. A real-time digital simulator can model the Electrical Drives accurately and efficiently and provides an alternate means for testing the controller in Hardware-in-the-Loop (HIL) configuration. This approach has the advantage of substantially reducing cost, human resources, power consumption and physical space, while providing immunity to damage that could cause any malfunction of the controller [4].

Previous real-time simulator proposals have been successfully developed and has proved to be viable for several electrical machines and drives such as: permanent magnet synchronous machine [5], brushless

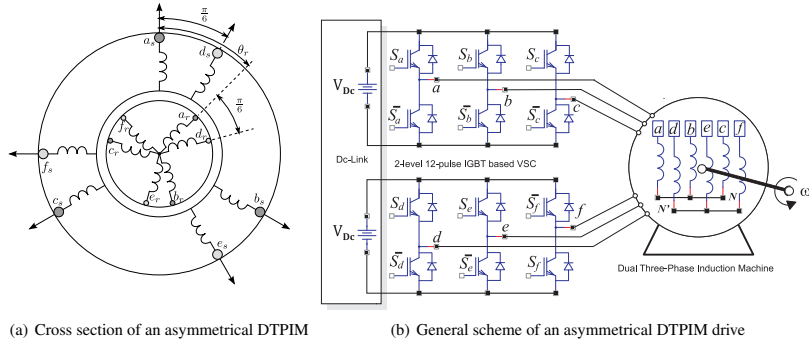


Fig. 1: Asymmetrical dual three-phase induction machine feed topology and winding configuration.

DC motors [6] and three-phase induction machines [7]. In this paper a novel implementation of a real-time simulator applied to the DTPIM is developed based on a discrete version of the mathematical model using a state-space representation. To accomplish this, a SP605 evaluation kit based on a Spartan-6 FPGA Xilinx family is used. The real-time simulation results are validated through experimental results using a 15 kW DTPIM test bench. Furthermore, this work constitutes a starting point for testing different types of controllers applied to the DTPIM in HIL configuration. The remainder of the paper is organized as follows: Section 2 introduces the mathematical model of the DTPIM based on the Vector Space Decomposition (VSD) approach. The hardware and software implementation details of the real-time simulator are presented in Section 3. Section 4 provides the experimental test bench design details and characteristics. Next, the results obtained using a MatLab/Simulink simulation environment are compared with those obtained by means of the digital hardware implementation of a real-time simulator and experimental results in Section 5. Finally, concluding remarks are summarized in Section 6.

2 The DTPIM mathematical model

The asymmetrical dual three-phase induction machine with two sets of three-phase stator windings spatially shifted by 30 electrical degrees and isolated neutral points as seen on Fig. 1 (a), is one of the most widely discussed topologies and found industrial application in different fields such as: more-electric aircraft, electrical and hybrid vehicles, ship propulsion and recently in wind power systems [8]. The DTPIM is a continuous system which can be described by a set of differential equations. A methodology that simplifies the modeling is based on the VSD theory introduced in [9] to transform the original six-dimensional space of the machine into three two-dimensional orthogonal subspaces in stationary reference frame $(\alpha-\beta)$, $(x-y)$ and (z_1-z_2) by means of a 6×6 transformation matrix using an amplitude invariant criterion:

$$\mathbf{T} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (1)$$

According to the VSD approach, it can be emphasized that the electromechanical energy conversion variables are mapped in the $(\alpha-\beta)$ subspace, meanwhile the current components in the $(x-y)$ subspace represent supply harmonics of order $6n \pm 1$ ($n = 1, 3, 5, \dots$) and only produce losses. The voltage vectors in the (z_1-z_2) subspace are zero due to the isolated neutral points configuration. Moreover, the DTPIM is supplied by a 2-level 12-pulse IGBT based VSC and a Dc-Link, as shown in Fig. 1 (b). The VSC has a discrete nature and has a total number of $2^6 = 64$ different switching states defined by six switching functions corresponding to the six inverter legs $[S_a, S_d, S_b, S_e, S_c, S_f]$, where $S_{a-f} \in \{0, 1\}$. The different switching states and the Dc-Link (V_{Dc}) voltage define the phase voltages which can in turn be mapped to the $(\alpha-\beta) - (x-y)$ space according to the VSD approach [10].

The dynamic behavior of the DTPIM can be modeled using a state-space representation as follows:

$$\frac{d[\mathbf{x}]_{4 \times 1}}{dt} = [\mathbf{A}]_{4 \times 4} [\mathbf{x}]_{4 \times 1} + [\mathbf{B}]_{4 \times 4} [\mathbf{u}]_{4 \times 1}, \quad (2)$$

where $[\mathbf{u}]_{4 \times 1} = [u_{\alpha s}, u_{\beta s}, 0, 0]^T$ is the input vector, $[\mathbf{x}]_{4 \times 1} = [i_{\alpha s}, i_{\beta s}, i_{\alpha r}, i_{\beta r}]^T$ is the state vector and $[\mathbf{A}]_{4 \times 4}$ and $[\mathbf{B}]_{4 \times 4}$ are matrices that define the dynamics of the electrical drive that for this set of state variables are defined as:

$$[\mathbf{A}]_{4 \times 4} = \begin{bmatrix} -c_2 R_s & c_3 \omega_r L_m & c_3 R_r & c_3 \omega_r L_r \\ -c_3 \omega_r L_m & -c_2 R_s & -c_3 \omega_r L_r & c_3 R_r \\ c_3 R_s & -c_4 \omega_r L_m & -c_4 R_r & -c_4 \omega_r L_r \\ c_4 \omega_r L_m & c_3 R_s & c_4 \omega_r L_r & -c_4 R_r \end{bmatrix}, \quad (3)$$

$$[\mathbf{B}]_{4 \times 4} = \begin{bmatrix} c_2 & 0 & -c_3 & 0 \\ 0 & c_2 & 0 & -c_3 \\ -c_3 & 0 & c_4 & 0 \\ 0 & -c_3 & 0 & c_4 \end{bmatrix}, \quad (4)$$

where R_s y R_r are the stator and rotor resistance, respectively, ω_r is the rotor angular speed and L_s , L_r and L_m are the stator, rotor and magnetizing inductances, respectively. Furthermore, the constants c_i ($i = 1, 2, 3, 4$) are defined as:

$$c_1 = L_s L_r - L_m^2, \quad c_2 = \frac{L_r}{c_1}, \quad c_3 = \frac{L_m}{c_1}, \quad c_4 = \frac{L_s}{c_1}. \quad (5)$$

The proposed mathematical model can be discretized using the Euler method. Thus, the prediction of the state vector for the sample $k+1$ calculated at sample time k , namely $\hat{\mathbf{x}}_{(k+1|k)}$, can be expressed as:

$$\hat{\mathbf{x}}_{(k+1|k)} = [\mathbf{I} + T_m \mathbf{A}_{(k|k)}] \mathbf{x}_{(k|k)} + T_m \mathbf{B} \mathbf{u}_{(k|k)}, \quad (6)$$

where T_m is considered the sampling time and \mathbf{I} is the identity matrix. Moreover, for a machine with P pairs of poles, the mechanical part of the drive can be modeled by the following equations:

$$T_e = 3 \frac{P}{2} (\psi_{\beta r} i_{\alpha r} - \psi_{\alpha r} i_{\beta r}), \quad (7)$$

$$J_i \frac{d}{dt} \omega_r + B_i \omega_r = \frac{P}{2} (T_e - T_L), \quad (8)$$

where T_e represents the electrical torque, T_L is the load torque, J_i is the machine inertia, $\psi_{\alpha r}$ and $\psi_{\beta r}$ are the rotor fluxes in the $(\alpha - \beta)$ subspace, and B_i is the viscous friction coefficient. Equations (7) and (8) can be represented in discrete time through an analogous procedure to the one used for equation (6). Therefore, the torque and speed evolutions can be represented as a function of the state variables by the following equations:

$$T_{e(k|k)} = \frac{3P}{4} (i_{\beta s(k|k-1)} i_{\alpha r(k|k-1)} + i_{\alpha s(k|k-1)} i_{\beta r(k|k-1)}), \quad (9)$$

$$\hat{\omega}_{r(k+1|k)} = (1 - T_m \frac{B_i}{J_i}) \hat{\omega}_{r(k|k-1)} + T_m \frac{P}{2J_i} (T_{e(k|k)} - T_L). \quad (10)$$

The functional block diagram of the discretized DTPIM model is shown in Fig. 2 (a). Equations (6), (9) and (10) have been implemented by means of basic arithmetic blocks such as adders, multipliers and registers used to add the necessary time-delays. The input variables are the voltages over the stator windings (\mathbf{u}_a , \mathbf{u}_b , \mathbf{u}_c , \mathbf{u}_d , \mathbf{u}_e , \mathbf{u}_f) and the load torque (T_L). The output of the functional block diagram could be any parameter obtained through mathematical manipulation of the inputs and/or state variables, being the most common for control applications; the electromagnetic torque (T_e), the rotor angular speed (ω_r), the stator currents ($i_{\alpha s}$, $i_{\beta s}$) and the rotor currents ($i_{\alpha r}$, $i_{\beta r}$) in stationary reference frame. The real-time simulator has been developed and implemented using the SP605 development board from Xilinx manufacturer whose photography is shown in Fig 2 (b). This board features a Spartan-6 XC6SLX45T FPGA device, which is highlighted by means of a red square.

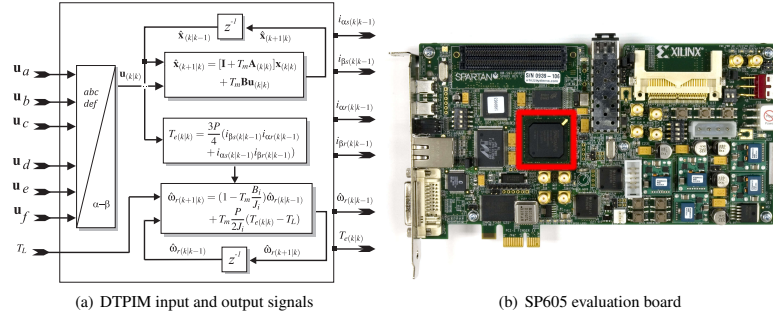


Fig. 2: Real-time simulator implementation characteristics.

3 Real-time simulator implementation

A simplified scheme of the real-time simulator is shown in Fig. 3 (a), where the data flow among blocks is represented by means of arrows. The digital system implements a custom-made processor featuring a Harvard architecture with separated data and program memories, program counter, processing unit, input and output modules as well as a clocking module. The details of the hardware implementation are as follows:

- The *Data Memory* capacity is 512 32-bit wide words, while the *Program Memory* can store 512 36-bit wide words; both memories are implemented using Random Access Memory (RAM) blocks embedded in the FPGA.
- The *Program Counter* is implemented as a synchronous up-counter with load function, capable of addressing the 512 *Program Memory* positions.
- The *Processing Unit* is used for data manipulation, performing single-precision floating-point arithmetics; the floating-point addition and multiplication cores are implemented using the **LogiCORE IP Floating-Point Operator** core from Xilinx [11].
- The *Input Module* allows the conversion of binary signals representing the PWM voltages generated by the Dc-Link to floating-point values for data manipulation.
- The *Output Module* implements a Gigabit-Ethernet communication link which is used to send the values of the state vector $\hat{\mathbf{x}}_{(k|k-1)}$ and the input voltages ($\mathbf{u}_a, \dots, \mathbf{u}_f$) for external storage; this block is based on the **LogiCORE IP Tri-Mode Ethernet MAC** provided by Xilinx [12].
- Finally, the *Clock Module*, which generates the main and *Output Module* clocking signals, whose periods are 20 ns and 8 ns, respectively, is implemented by using the **LogiCORE IP Clocking Wizard** [13].

From a software point of view, The Xilinx **ISE Design Suite** environment was used during the design, testing and implementation phases. The Integrated Development Environment (IDE) **ISE** constituted the main development tool, while the ISE Simulator (ISim) has been used for testing and debugging purposes. In addition, all functional blocks have been developed by combining pieces of VHDL code and Xilinx Intellectual Property (IP) blocks.

The real-time simulator architecture consists of multiple processes running at different rates. Figure 3 (b) represents the relationship between the different rates being used. The evaluation board provides a main differential clock of 200 MHz which feeds a Phase-Locked Loop (PLL) to derive the clock signals of 100 MHz and 50 MHz. These signals are used for the PWM generation and the real-time simulator, respectively. In the PWM generator, a 50 Hz sine wave varies the duty cycle of a 10.8 kHz PWM carrier, to obtain the VSC voltage for the simulation. Similarly, the hardware simulation of the DTPIM model is executed with a simulation step of $40.96 \mu\text{s}$ (24.4 kHz). Despite the fact that the simulation can run at frequencies as high as 100 kHz, the simulation step has been selected to match the measurement instruments sampling rate.

4 Experimental test bench

A commercial three-phase induction machine with three pairs of poles, 72 slots and 15 kW of rated power has been rewound to obtain an asymmetrical dual three-phase winding with the same pairs of poles and power than the original three-phase machine. Conventional test (blocked rotor and no-load tests)

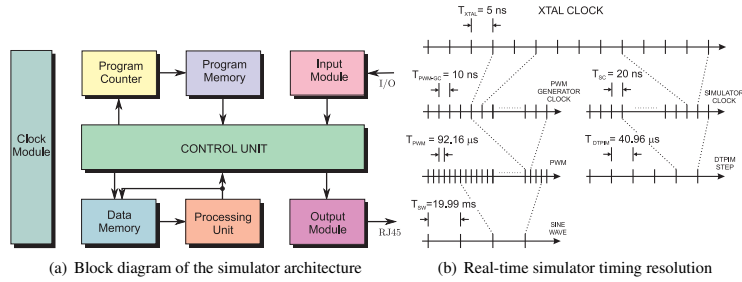


Fig. 3: Real-time simulator implementation characteristics.

Table I: Electrical and mechanical parameters of the DTPIM

Parameter	Symbol	Value
Stator resistance	R_s (Ω)	0.62
Rotor resistance	R_r (Ω)	0.75
Stator inductance	L_s (mH)	0.2062
Rotor inductance	L_r (mH)	0.2033
Mutual inductance	L_m (H)	0.0666
System inertia	J_i ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	0.27
Viscous friction coefficient	B_i ($\text{kg}\cdot\text{m}^2/\text{s}$)	0.012
Pair of poles	P	3
Nominal frequency	f_a (Hz)	50
Load torque	T_L (N·m)	0

procedures have been applied to determine experimentally the electrical and mechanical parameters of the DTPIM that are used for the real-time simulation. The obtained values are shown in Table I. Two three-phase Semikron SKS 35F B6U+E1CIF+B6CI21V VSC modules have been used to generate the six-phase stator voltages and to obtain the experimental results. The implementation of the control system is based on the Digital Signal Controller (DSC) TMS320LF28335 manufactured by Texas Instruments and the MSK28335 board from Technosoft. Stator currents are measured by using Hall effect sensors (LA-55P from LEM). On the other hand, the mechanical speed is measured by employing a Hengstler RI 58-O digital incremental encoder with a resolution of 10000 pulses per revolution and the eQEP peripheral of the DSC. To preserve the system integrity, input and output digital outputs of the control board are galvanically isolated by means of a Texas Instruments ISO7230CDW isolator. A pictures of the different parts of the experimental test bench used in order to validate the DTPIM real-time hardware simulator are shown in Fig. 4.

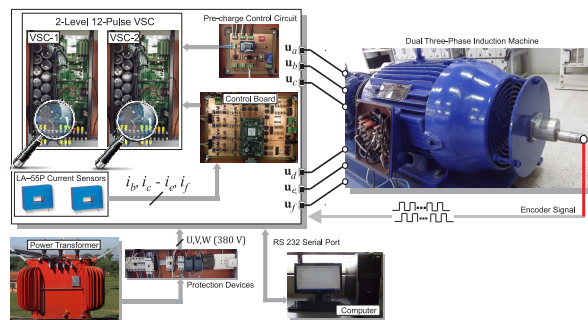


Fig. 4: Scheme of the experimental setup.

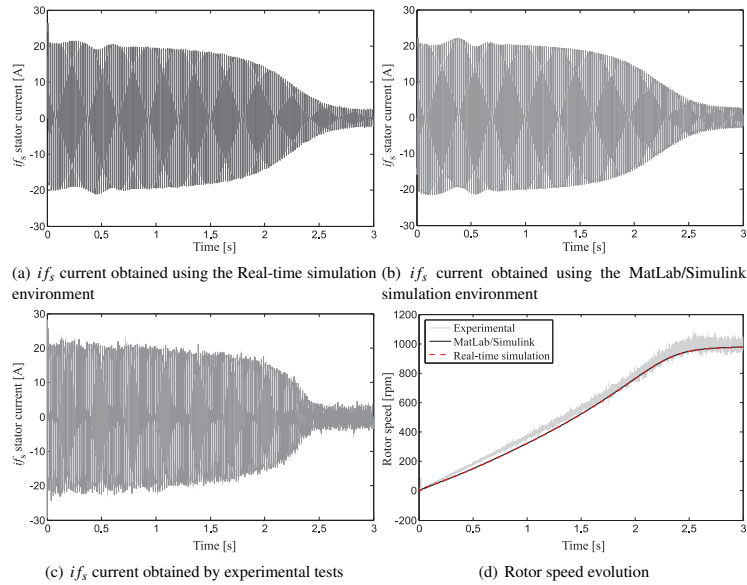


Fig. 5: Real-time simulator start-up characteristics.

5 DTPIM real-time simulation results

In this section, real-time simulator results are presented and validated using the experimental test bench and a MatLab/Simulink simulation environment where a fourth order Runge-Kutta numerical integration method is applied to compute the evolution of the state variables step by step in the time domain. Table I shows the electrical and mechanical parameters of the asymmetrical dual three-phase induction machine. The accuracy of the real-time simulator has been evaluated, under no-load conditions.

Figure 5 shows the start-up characteristics when is considered a VSC supplied with a 585 V of Dc-Link and when a sinusoidal modulation index of 0.275 and 50 Hz of frequency is applied. Figure 5 (a) shows the i_{fs} current evolution of the DTPIM obtained using the FPGA-based simulations. In this case, the VSC, the PWM technique and the machine are simulated within the FPGA. After performing the real-time simulation the state variables of the machine model are sent to the computer through a Gigabit Ethernet link to calculate the phase currents using the inverse transformation matrix (T^{-1}). Moreover, Figure 5 (b) shows the results obtained using the MatLab/Simulink simulation environment. These results have been compared with the i_{fs} current evolution obtained experimentally using the test bench, which is shown in Figure 5 (c). It can be seen from these graphs that the start-up current evolution converges to a common value for FPGA-based or MatLab/Simulink-based simulations as well as for the experimental test bench, with a start-up transient of approximately 2.5 seconds. Figure 5 (d) shows the rotor speed evolutions. It can be seen that the results obtained by the FPGA-based simulator and by the MatLab/Simulink simulation environment converge in steady-state to the values equivalent to a 3 pairs of poles machine with 50 Hz of nominal frequency (1000 rpm).

To examine the performance of the real-time simulator under other test conditions, a change in the frequency of the voltage references from 40 to 50 Hz has been applied at $t = 1.5$ seconds. Figure 6 (a) shows the i_{fs} current evolution obtained by the real-time simulator where it is also possible to observe the effect of the change of the frequency in the reference voltages. Figure 6 (b) shows the results obtained using the MatLab/Simulink simulation environment, and Figure 6 (c) shows the experimental results. As in the previous case, it can be seen that the current evolution converges to the values equivalent to those obtained experimentally and exhibiting similar dynamic behavior. These results prove the accuracy of the real-time simulator implemented.

Finally, Figure 6 (d) shows a comparison among the rotor speed, taking as reference the experimentally measured speed. It can be seen that the speed curves converge to values equivalent to those obtained experimentally and even with the same time constants. These results show the performance of the digital hardware implementation of a real-time simulator applied to the DTPIM.

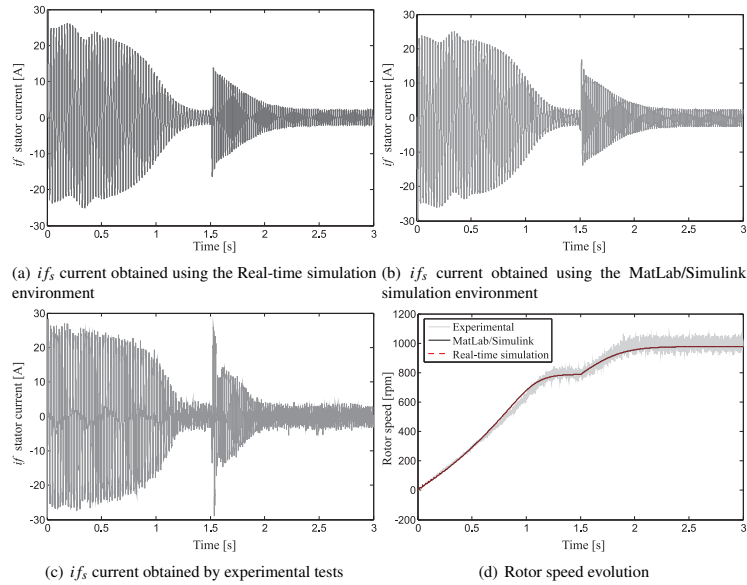


Fig. 6: Real-time simulator transient analysis.

6 Conclusions

This paper introduced a DTPIM real-time simulator implemented by using a FPGA-based development board. Firstly, the mathematical model of the multiphase machine was introduced. Afterwards, the details of the implementation (hardware and software) were presented. In order to validate experimentally the results obtained by the FPGA implementation a experimental test bench was designed. Furthermore, the obtained results have been compared with those obtained using a MatLab/Simulink simulation environment under no-load conditions. An error close to zero between the results obtained by means of the FPGA-based simulator and the MatLab/Simulink simulation environment was obtained. These results were consistent with the experimental results, thus validating the behavior of the implemented real-time simulator in terms of accuracy.

The obtained results constitute the starting point for the development of test systems which involve multiphase (more than three phases) electrical machines in HIL configuration, severely reducing cost, human resources, power consumption and the required physical space.

References

- [1] Liu J., Dinavahi V.: A Real-Time Nonlinear Hysteretic Power Transformer Transient Model on FPGA, IEEE Transactions on Industrial Electronics Vol. 61, no. 7, pp. 3587 - 3597, 2014.
- [2] Hasanzadeh A., Edrington C.S., Stroupe N., Bevis T.: Real-Time Emulation of a High-Speed Microturbine Permanent-Magnet Synchronous Generator Using Multiplatform Hardware-in-the-Loop Realization, IEEE Transactions on Industrial Electronics Vol. 61, no. 6, pp. 3109 - 3118, 2014.
- [3] Blanchette H.F., Ould-Bachir T., David J.P.: A State-Space Modeling Approach for the FPGA-Based Real-Time Simulation of High Switching Frequency Power Converters, IEEE Transactions on Industrial Electronics Vol. 59, no. 12, pp. 4555 - 4567, 2012.
- [4] Parma G.G., Dinavahi V.: Real-Time Digital Hardware Simulation of Power Electronics and Drives, IEEE Transactions on Power Delivery Vol. 22, no. 2, pp. 1235 - 1246, 2007.
- [5] Choi C., Lee W.: Analysis and Compensation of Time Delay Effects in Hardware-in-the-Loop Simulation for Automotive PMSM Drive System, IEEE Transactions on Industrial Electronics Vol. 59, no. 9, pp. 3403 - 3410, 2012.

- [6] Toman J., Ančák Z., Singule V.: Hardware-in-the-Loop Testing of Control Algorithms for Brushless DC Motor, in *Mechatronics-Recent Technological and Scientific Advances*, Ed. Springer Berlin Heidelberg, pp. 165 - 173, 2012.
- [7] Esparza M.A., Alvarez R., Miranda H., Cabal E., Garcia A., Romero R.J., Osornio R.A.: Real-time emulator of an induction motor: FPGA-based implementation, in *Proc. Int.l Con. Electrical Engineering Computing Science and Automatic Control (CCE)*, Mexico City, Mexico, Sept. 2012, pp. 1 - 6.
- [8] Hang Seng Che, Levi E., Jones M., Duran M.J., ; Wooi-Ping Hew ; Abd Rahim N.: Operation of a Six-Phase Induction Machine Using Series-Connected Machine-Side Converters, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* Vol. 61 no. 1, pp. 164 - 176, 2014.
- [9] Zhao Y., Lipo T.: Space vector PWM control of dual three-phase induction machine using vector space decomposition, *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, no. 5, pp. 1100 - 1109, 1995.
- [10] Barrero F., Prieto J., Levi E., Gregor R., Toral S., Duran M.J., Jones M.: An Enhanced Predictive Current Control Method for Asymmetrical Six-Phase Motor Drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* Vol. 58, no. 8, pp. 3242 - 3252, 2011.
- [11] Xilinx®.: LogiCORE IP Floating-Point Operator v5.0, Product Specification, pp. 1 - 32, 2011.
- [12] Xilinx®.: LogiCORE IP Tri-Mode Ethernet MAC v5.5, Product Guide, pp. 1 - 266, 2012.
- [13] Xilinx®.: LogiCORE IP Clocking Wizard v5.1, Product Guide, pp. 1 - 57, 2014.

Índice Alfabético

Autocovarianza de mínimos cuadrados (ALS), 99, 110

Control de campo orientado (FOC), 35

Control de potencia directa (DPC), 9

Control directo de par (DTC), 9, 54, 55, 57

Control por histéresis, 9

Control predictivo, iii, iv, 2, 4, 9, 11, 39, 40, 58, 68

Control predictivo basado en el modelo (MPC), 1, 2, 40–44

Control predictivo de par (PTC), 3, 9, 35, 55, 57

Control predictivo generalizado (GPC), 44

Control sensorless, 2, 35, 57, 68, 74, 91, 112

Control vectorial (FOC), 9

Convertidor de potencia, 9

Convertidor multinivel, 11

Distorsión total armónica (THD), 10, 79, 87, 96

DSP, 2, 44

Filtro de Kalman, iv, 2–4, 60, 74–76, 96, 109

Filtro de Kalman extendido (EKF), 58

FPGA, 44

Función de costo, 49, 78

Inversor de cinco fases, 14

Inversor de seis fases, 15

Máquinas multifásicas, iii, 8, 19

Matriz de transformación completa, 31

Observador de Luenberger, iv, 3, 60, 68, 69, 72, 74, 96, 109

Par electromagnético, 19, 23, 24, 27, 28, 31, 34, 35, 37, 54, 55, 62

Transformación de Clarke, 13, 14, 24, 25, 28, 31, 33

Tesis Doctoral.

Por Jorge Esteban Rodas Benítez.